Nhập môn
• ĐẠI CƯƠNG. • CÁC ĐỊNH NGHĨA. • CÁC LOẠI HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN

## ĐẠI CƯƠNG

Hồi tiếp (feedback) là một trong những tiến trình căn bản nhất trong tự nhiên. Nó hiện diện trong hầu hết các hệ thống động, kể cả trong bản thân sinh vật, trong máy móc, giữa con người và máy móc … Tuy nhiên, khái niệm về hồi tiếp được dùng nhiều trong kỹ thuật. Do đó, lý thuyết về các hệ thống tự điều khiển (automatic control systems) được phát triển như là một ngành học kỹ thuật cho việc phân tích, thiết kế các hệ thống có điều khiển tự động và kiểm soát tự động. Rộng hơn, lý thuyết đó cũng có thể áp dụng trực tiếp cho việc thiết lập và giải quyết các vấn đề thuộc nhiều lĩnh vực khác nhau, không những cho vật lý học, toán học mà còn cho cả các ngành khác như: sinh vật học, kinh tế học, xã hội học, …

Hiện nay, hệ thống tự điều khiển đã đảm đương một vai trò quan trọng trong sự phát triển và tiến bộ của công nghệ mới. Thực tế, mỗi tình huống trong sinh hoạt hằng ngày của chúng ta đều có liên quan đến một vài loại điều khiển tự động: máy nướng bánh, máy giặt, hệ thống audio-video ... Trong những cơ quan lớn hay các xưởng sản xuất, để đạt hiệu suất tối đa trong việc tiêu thụ điện năng, các lò sưỡi và các máy điều hoà không khí đều được kiểm soát bằng computer. Hệ thống tự điều khiển được thấy một cách phong phú trong tất cả các phân xưởng sản xuất : Kiểm tra chất lượng sản phẩm, dây chuyền tự động, kiểm soát máy công cụ. Lý thuyết điều khiển không thể thiếu trong các ngành đòi hỏi tính tự động cao như : kỹ thuâït không gian và vũ khí, người máy và rất nhiều thứ khác nữa.

Ngoài ra, có thể thấy con người là một hệ thống điều khiển rất phức tạp và thú vị. Ngay cả việc đơn giản như đưa tay lấy đúng một đồ vật, là một tiến trình tự điều khiển đã xãy ra. Quy luật cung cầu trong kinh tế học, cũng là một tiến trình tự điều khiển …

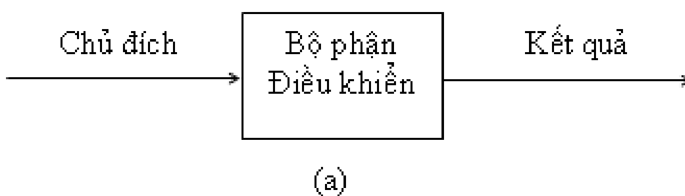
# CÁC ĐỊNH NGHĨA.

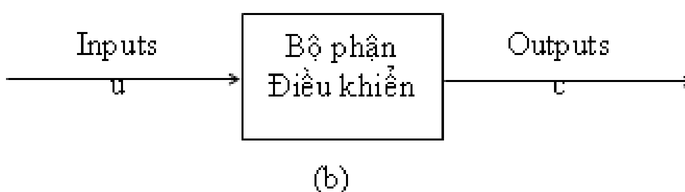
**Hệ thống điều khiển:**

Là một sự sắp xếp các bộ phận vật lý, phối hợp, liên kết nhau, cách sao để điều khiển, kiểm soát, hiệu chỉnh và sửa sai chính bản thân nó hoặc để nó điều khiển một hệ thống khác.

Một hệ thống điều khiển có thể được miêu tả bởi các thành phần cơ bản (H.1_1).

- Đối tượng để điều khiển (chủ đích).
- Bộ phận điều khiển.
- Kết quả.




H.1_1 : Các bộ phận cơ bản của hệ thống điều khiển

Ba thành phần cơ bản đó có thể được nhận dạng như ở ( H.1_1).

Các inputs của hệ thống còn được gọi là tín hiệu tác động (actuating signals ) và các outputs được hiểu như là các biến được kiểm soát (controlled variables ).

Một thí dụ đơn giản, có thể mô tả như (H.1_1) là sự lái xe ôtô. Hướùng của hai bánh trước được xem như là biến được kiểm soát c, hay outputs. Góc quay của tay lái là tín hiệu tác động u, hay input. Hệ thống điều khiển trong trường hợp này bao gồm các cơ phận lái và sự chuyển dịch của toàn thể chiếc xe, kể cả sự tham gia của người lái xe.

Tuy nhiên, nếu đối tượng để điều khiển là vận tốc xe, thì áp suất tác động tăng lên bộ gia tốc là input và vận tốc xe là output.

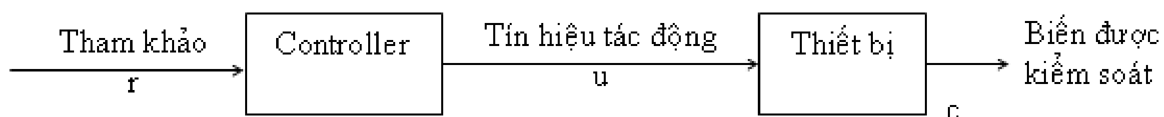
Nói chung, có thể xem hệ thống điều khiển xe ôtô là một hệ thống điều khiển hai inputs (lái và gia tốc) và hai outputs (hướng và vận tốc). Trong trường hợp này, hai inputs và hai outputs thì độc lập nhau. Nhưng một cách tổng quát, có những hệ thống mà ở đó chúng liên quan nhau.

Các hệ thống có nhiều hơn một input và một output được gọi là hệ thống nhiều biến.

**Hệ điều khiển vòng hở (open_loop control system).**

Còn gọi là hệ không hồi tiếp (Nonfeedback System), là một hệ thống trong đó sự kiểm soát không tuỳ thuộc vào output.

Những thành phần của hệ điều khiển vòng hở thường có thể chia làm hai bộ phận: bộ điều khiển (controller) và thiết bị xử lý như (H.1_2).




Hình H.1_2 : Các bộ phận của một hệ điều khiển vòng hở.

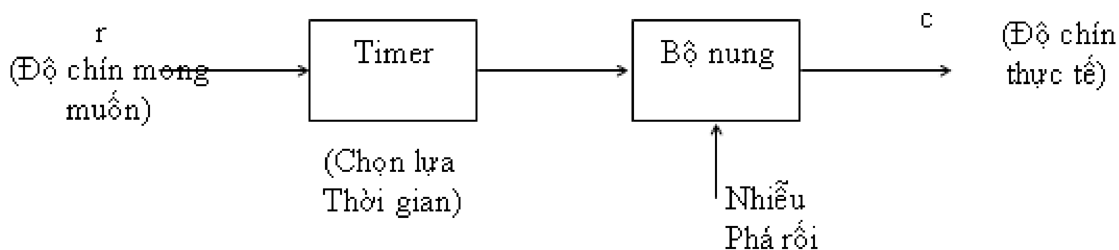
Một tín hiệu vào, hay lệnh điều khiển hay tín hiệu tham khảo (Reference) r đưa vào controller. Tín hiệu ra của nó là tín hiệu tác động u, sẽ kiểm

soát tiến trình xử lý sao cho biến c sẽ hoàn tất được vài tiêu chuẩn đặt trước ở ngõ vào.

Trong những trường hợp đơn giản, controller có thể là một mạch khuếch đại, những cơ phận nối tiếp hoặc những thứ khác, tuỳ thuộc vào loại hệ thống. Trong các bộ điều khiển điện tử, controller có thể là một microprocessor.

Thí dụ : Một máy nướng bánh có gắn timer để ấn định thời gian tắt và mở máy.Với một lượng bánh nào đó, người dùng phải lượng định thời gian nướng cần thiết để bánh chín, bằng cách chọn lựa thời gian trên timer.

Đến thời điểm đã chọn trước, timer điều khiển tắt bộ nung.



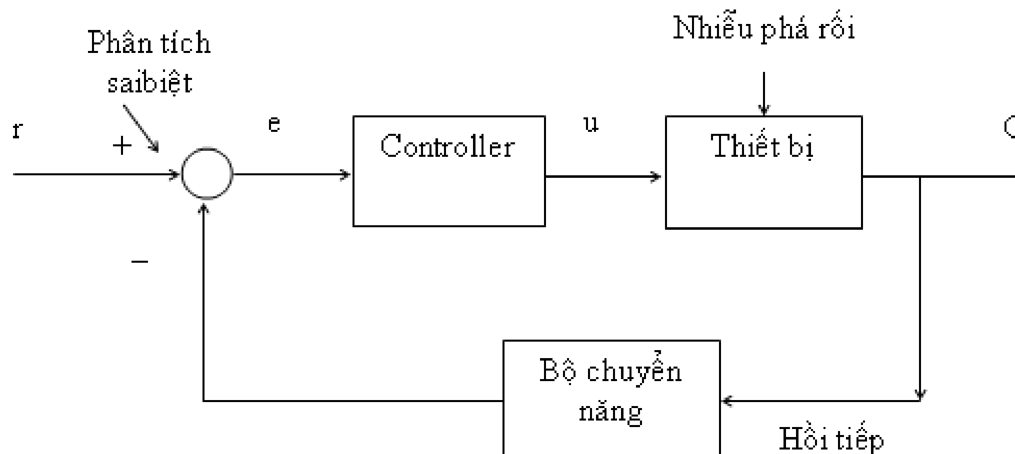

Hình H.1_3: Thí dụ về hệ điều khiển vòng hở.

Dễ thấy ngay rằng một hệ thống điều khiển như vậy có độ tin cậy không cao.Tín hiệu tham khảo được đặt trước, còn đáp ứng ở ngõ ra thì có thể thay đổi theo điều kiện xung quanh, hoặc nhiễu. Muốn đưa đáp ứng c đến trị giá tham khảo r, người dùng phải qui chuẩn lại bằng cách chọn timer lại.

**Hệ điều khiển vòng kín (closed – loop control system).**

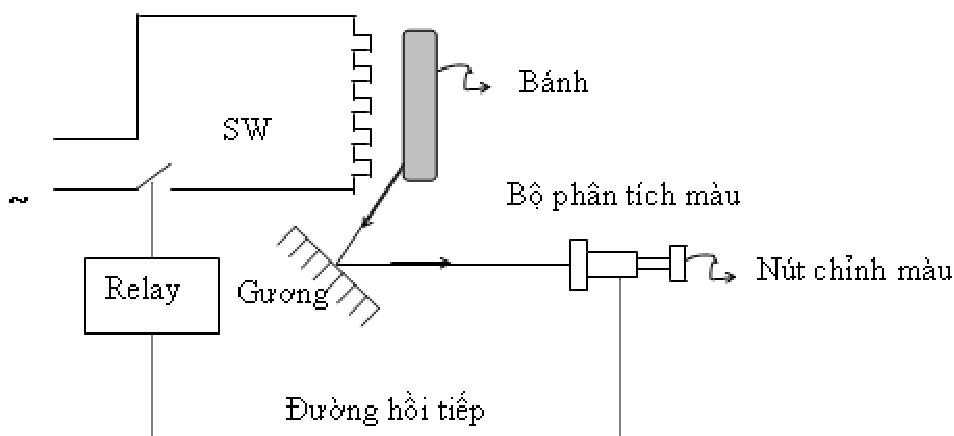
Còn gọi là hệ điều khiển hồi tiếp (feedback control system). Để điều khiển được chính xác, tín hiệu đáp ứng c(t) sẽ được hồi tiếp và so sánh với tín hiệu tham khảo r ở ngỏ vào.

Một tín hiệu sai số (error) tỷ lệ với sự sai biệt giữa c và r sẽ được đưa đến controller để sửa sai. Một hệ thống với một hoặc nhiều đường hồi tiếp như vậy gọi là hệ điều khiển vòng kín. (Hình H.1_4)



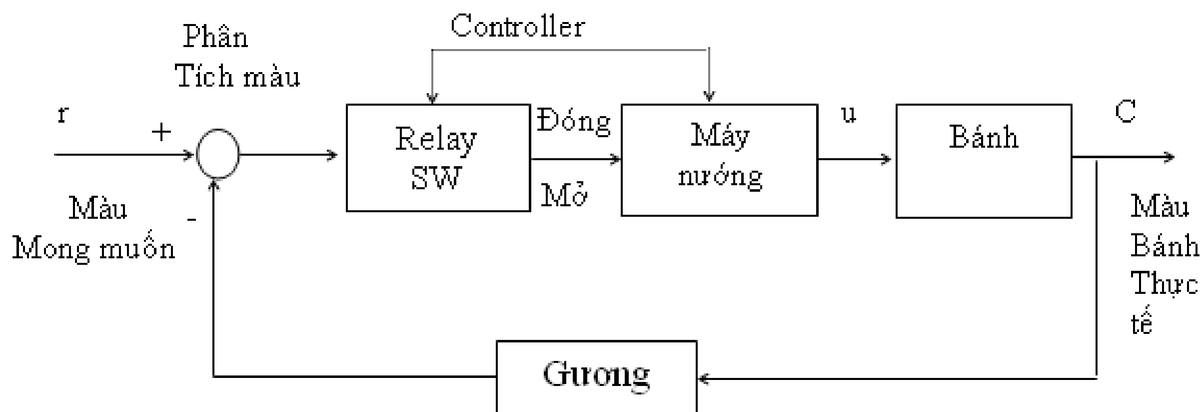

H.1_4 : Hệ điều khiển vòng kín.

Trở lại ví dụ về máy nướng bánh. Giả sử bộ nung cấp nhiệt đều các phía của bánh và chất lượng của bánh có thể xác định bằng màu sắc của nó. Một sơ đồ được đơn giản hoá áp dụng nguyên tắc hồi tiếp cho máy nướng bánh tự động trình bày như (H.1_5).

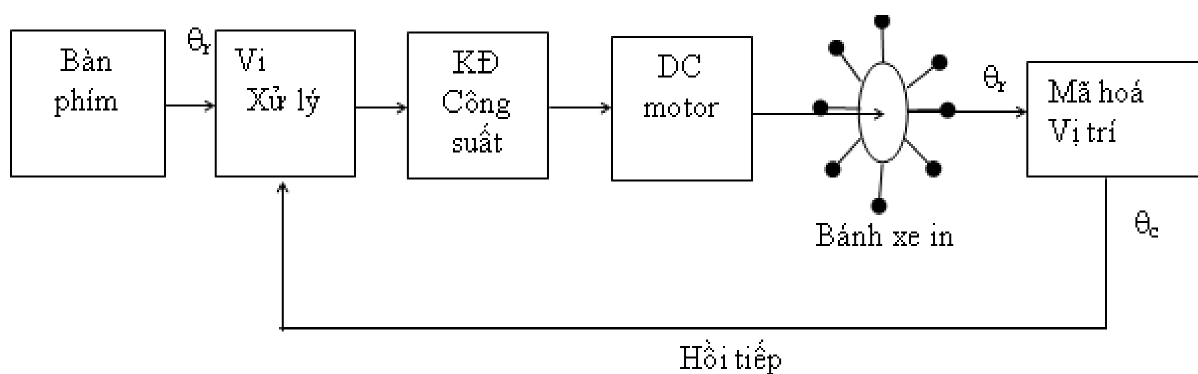



H.1_5 : Máy nướng bánh tự động

Ban đầu, máy nướng được qui chuẩn với chất lượng bánh, bằng cách đặt nút chỉnh màu. Không cần phải chỉnh lại nếu như không muốn thay đổi tiêu chuẩn nướng. Khi SW đóng, bánh sẽ được nướng, cho đến khi bộ phân tích màu "thấy" được màu mong muốn. Khi đó SW tự động mở, do tác động của đường hồi tiếp (mạch điện tử điều khiển relay hay đơn giản là một bộ phận cơ khí). H.1_6. là sơ đồ khối mô tả hệ thống trên.



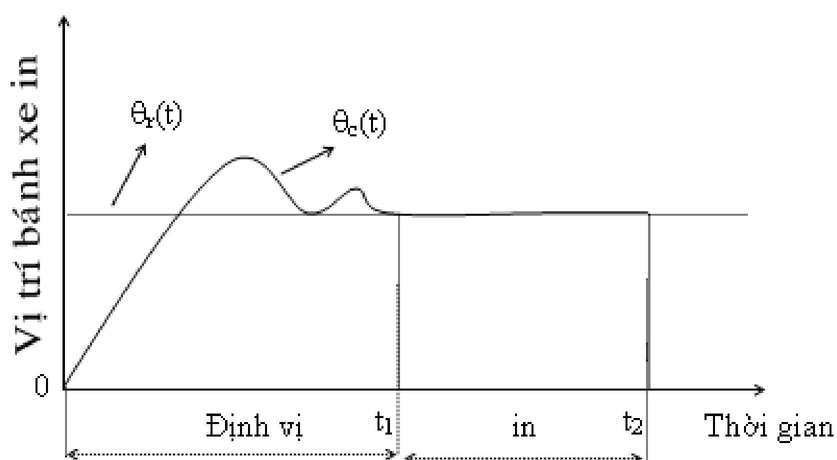

Một thí dụ khác về hệ thống điều khiển vòng kín như hình H.1_7: hệ thống điều khiển máy đánh chữ điện tử (Electronic Typewriter).




H.1_7: Hệ thống điều khiển máy đánh chữ điện tử.

Bánh xe in (printwheel) có khoảng 96 hay 100 ký tự, được motor quay,đặt vị trí của ký tự mong muốn đến trước búa gõ để in. Sự chọn lựa ký tự do

người sử dụng gõ lên bàn phím. Khi một phím nào đó được gõ, một lệnh cho bánh xe in quay từ vị trí hiện hành đến vị trí kế tiếp được bắt đầu. Bộ vi xử lý tính chiều và khoảng cách phải vượt qua của bánh xe, và gửi một tín hiệu điều khiển đến mạch khuếch đại công suất. Mạch này điều khiển motor quay để thúc bánh xe in. Vị trí bánh xe in được phân tích bởi một bộ cảm biến vị trí (position sensor). Tín hiệu ra được mã hóa của nó được so sánh với vị trí mong muốn trong bộ vi xử lý. Như vậy motor được điều khiển sao cho nó thúc bánh xe in quay đến đúng vị trí mong muốn. Trong thực tế, những tín hiệu điều khiển phát ra bởi vi xử lý sẽ có thể thúc bánh xe in từ một vị trí này đến vị trí khác đủ nhanh để có thể in một cách chính xác và đúng thời gian.



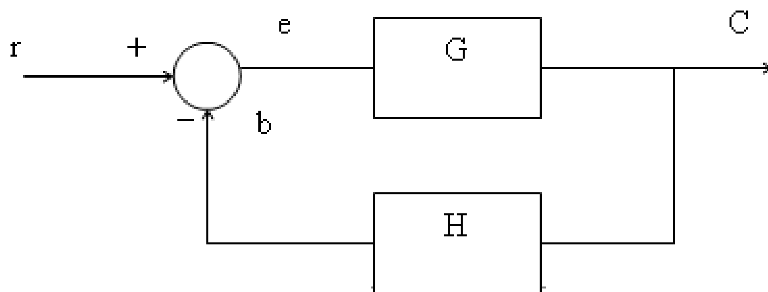

H.1_8: Input và output của sự điều khiển bánh xe in.

Hình H.1_8 trình bày input và output tiêu biểu của hệ thống. Khi một lệnh tham khảo được đưa vào (gõ bàn phím), tín hiệu được trình bày như một hàm nấc (step function). Vì mạch điện của motor có cảm kháng và tải cơ học có quán tính, bánh xe in không thể chuyển động đến vị trí mong muốn ngay tức khắc. Nó sẽ đáp ứng như hình vẽõ và đến vị trí mới sau thời điểm t1. Từ 0 đến t1 là thời gian định vị. Từ t1 đến t2 là thời gian in. Sau thời điểm t2, hệ thống sẵn sàng nhận một lệnh mới.

**Hồi tiếp và các hiệu quả của nó :**

Trong những thí dụ ở trên, việc sử dụng hồi tiếp chỉ với chủ đích thật đơn giản, để giảm thiểu sự sai biệt giữa tiêu chuẩn tham khảo đưa vào và tín hiệu ra của hệ thống. Nhưng, những hiệu quả có ý nghĩa của hồi tiếp trong các hệ thống điều khiển thì sâu xa hơn nhiều. Sự giảm thiểu sai số cho hệ thống chỉ là một trong các hiệu quả quan trọng mà hồi tiếp có tác động lên hệ thống.

Phần sau đây, ta sẽ thấy hồi tiếp còn tác động lên những tính chất của hệ thống như tính ổn định, độ nhạy, độ lợi, độ rộng băng tần, tổng trở.




H.1_9: Hệ thống có hồi tiếp.

Xem một hệ thống có hồi tiếp tiêu biểu như (H.1_9). Trong đó r là tín hiệu vào. C là tín hiệu ra. G và H là các độ lợi.

(1.1)

$$M = \frac{C}{r} = \frac{G}{1+\mathrm{GH}}$$

a) Hiệu quả của hồi tiếp đối với độ lợi toàn thể (overall Gain).

So với độ lợi của hệ vòng hở (G), độ lợi toàn thể của hệ vòng kín (có hồi tiếp) có thêm hệ số 1+GH. Hình H.1_9 là hệ thống hồi tiếp âm, tín hiệu hồi tiếp b có dấu (-).

Lượng GH tự nó có thể bao gồm dấu trừ. Do đó, hiệu quả tổng quát của hồi tiếp là làm tăng hoặc giảm độ lợi. Trong một hệ điều khiển thực tế, G và H là các hàm của tần số f. Suất $|1+\mathrm{GH}|$ có thể lớn hơn 1 trong một khoảng tần số nào đó và nhỏ hơn 1 ở một khoảng tần số khác . Như

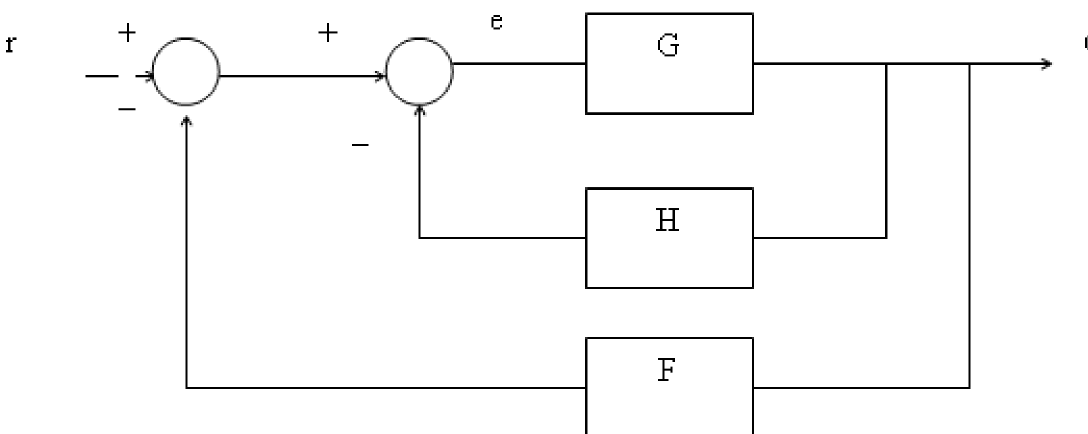
vậy, hồi tiếp sẽ làm tăng độ lợi hệ thống trong một khoảng tần số nhưng làm giảm nó ở khoảng tần số khác.

b) Hiệu quả của hồi tiếp đối với tính ổn định.

Nói một cách khác không chặt chẽ lắm, một hệ thống gọi là bất ổn khi output của nó thoát khỏi sự kiểm soát hoặc là tăng không giới hạn.

Xem phương trình (1.1). nếu GH = -1, output của hệ thống sẽ tăng đến vô hạn đối với bất kỳ input hữu hạn nào. Như vậy, có thể nói rằng hồi tiếp có thể làm một hệ thống (mà lúc đầu ổn định) trở nên bất ổn. Hồi tiếp là một thanh gươm 2 lưỡi. Nếu dùng không đúng cách, nó sẽ trở nên tai hại. Nhưng cũng có thể chứng tỏ được rằng, mối lợi của hồi tiếp lại là tạo được sự ổn định cho một hệ thống bất ổn.

Giả sử hệ thống hồi tiếp ở (H.1_9) bất ổn vì GH = -1. Bây giờ, nếu ta đưa vào một vòng hồi tiếp âm nữa, như (H.1_10) .




**H.1_10**

Độ lợi toàn thể của hệ thống bây giờ sẽ là :

$\frac{c}{r} = \frac{G}{1+\mathrm{GH}+\mathrm{GF}}$ (1.2)

Nếu do những tín chất của G và H làm cho vòng hồi tiếp trong bất ổn, vì G.H = -1. nhưng toàn thể hệ thống có thể vẫn ổn định bằng cách chọn lựa độ lợi F của vòng hồi tiếp ngoài.

c) Hiệu quả của hồi tiếp đối với độ nhạy. (Sensibility)

Độ nhạy thường giữ một vai trò quan trọng trong việc thiết kế các hệ thống điều khiển. Vì các thành phần vật lý có những tín chất thay đổi đối với môi trường xung quanh và với từng thời kỳ , ta không thể luôn luôn xem các thông số của hệ thống hoàn toàn không đổi trong suốt toàn bộ đời sống hoạt động của hệ thống. Thí dụ, điệân trở dây quấn của một động cơ điện thay đổi khi nhiệt độ tăng trong lúc vận hành.

Một cách tổng quát, một hệ điều khiển tốt sẽ phải rất nhạy đối với sự biến đổi của các thông số này để có thể giữ vững đáp ứng ra.

Xem lại hệ thống ở (H.1_9). Ta xem G như là một thông số có thể thay đổi. Độ nhạy toàn hệ thống được định nghĩa như sau:

$S_G^M = \frac{\delta M/M}{\delta G/G}$ (1.3)

M: độ lợi toàn hệ thống.

Trong đó:  M chỉ sự thay đổi thêm của M

G.  M/M và  G/G chỉ phần trăm thay đổi của M và G. Ta có:

$S_G^M = \frac{\delta M}{\delta G}\frac{G}{M} = \frac{1}{1+\mathrm{GH}}$ (1.4)

Hệ thức này chứng tỏ hàm độ nhạy có thể làm nhỏ tuỳ ý bằng cách tăng GH, miễn sao hệ thống vẫn giữ được sự ổn định.

Trong một hệ vòng hở, độ lợi của nó sẽ đáp ứng kiểu một - đối - một đối với sự biến thiên của G.

Một cách tổng quát, độ nhạy toàn hệ thống của một hệ hồi tiếp đối với những biến thiên của thông số thì tuỳ thuộc vào nơi của thông số đó.

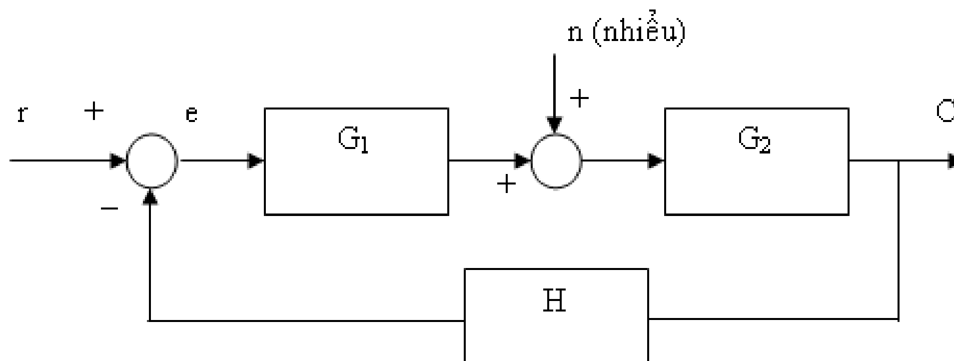
Người đọc có thể khai triển độ nhạy của hệ thống (H.1_9) theo sự biến thiên của H.

d) Hiệu quả hồi tiếp đối với nhiễu phá rối từ bên ngoài.

Trong suốt thời gian hoạt động, các hệ thống điều khiển vật lý chịu sự phá rối của vài loại nhiễu từ bên ngoài. Thí dụ, nhiễu nhiệt (thermal noise) trong các mạch khuếch đại điện tử, nhiễu do tia lửa điện sinh từ chổi và cổ góp trong các động cơ điện …

Hiệu quả của hồi tiếp đối với nhiễu thì tuỳ thuộc nhiều vào nơi mà nhiễu tác động vào hệ thống. Không có kết luận tổng quát nào. Tuy nhiên, trong nhiều vị trí, hồi tiếp có thể giảm thiểu hậu quả của nhiễu.

Xem hệ thống ở (H.1_11)




*Hình H.1_11*

Ouput của hệ có thể được xác định bằng nguyên lý chồng chất (super position)

$C = G_1.G_2.e + G_2.n$(1 - 5)- Nếu không có hồi tiếp, H = 0 thì output

**Ở đó e = r**

Tỷ số tín hiệu trên nhiễu (signal to noise ratio) được định nghĩa:

$\frac{S}{N} = \frac{\text{outputdotínhi}\,eu}{\text{outputdonhieu}} = \frac{G_1 G_2 e}{G_2 n} = G_1 . \frac{e}{n}$ (1.6)

Để tăng tỷ số S/N hiển nhiên là phải tăng G1 hoặc e/n. Sự thay đổi G2 không ảnh hưởng đến tỷ số.

- Nếu có hồi tiếp, output của hệ thống khi r và n tác động đồng thời sẽ là :

$$G_2$$

$$1 + G_1 G_2 H$$

(1.7)

$$C = \frac{G_1 G_2}{1+G_1 G_2 H} r + \text{-} n$$

So sánh (1.5) và (1.7), ta thấy thành phần do nhiễu của (1.7) bị giảm bởi hệ số 1+ G1G2 H. Nhưng thành phần do tín hiệu vào cũng bị giảm cùng một lượng.

Tỷ số S/N bây giờ là:

$$S/N = \frac{G_1 G_2 \text{r} \,/ (1+G_1 G_2 \text{H})}{G_2 \text{n} \,/ (1+G_1 G_2 \text{H})} = G_1 \frac{r}{n} \ (1.8)$$

Và cũng bằng như khi không có hồi tiếp. Trong trường hợp này, hồi tiếp không có hiệu quả trực tiếp đối với tỷ số S/N của hệ thống. Tuy nhiên , sự áp dụng hồi tiếp làm nảy ra khả năng làm tăng tỷ số S/N dưới vài điều kiện. Giả sử rằng suất G1 tăng đến G1’và r đến r’, các thông số khác không thay đổi , output do tín hiệu vào tác độïng riêng (một mình) thì cũng bằng như khi không có hồi tiếp. Nói cách khác ta có :

$$C \,|_{n=0} = \frac{G'_1 G_2 r'}{1+G'_1 G_2 H} = G_1 G_2 r \ (1.9)$$

Với sự tăng G1, G1’ output do nhiễu tác đôïng riêng một mình sẽ là:

$$C \,|_{r=0} = \frac{G_2 n}{1+G'_1 G_2 H} \ (1.10)$$

Nhỏ hơn so với khi G1 không tăng. Bây giờ tỷ số S/N sẽ la:ø

$\frac{G_1 G_2 \mathrm{r}}{G_2 \mathrm{n}\ /(1+\mathrm{G'}_1 G_2 \mathrm{H})} = G_1 \frac{r}{n}(1 + \mathrm{G'}_1 G_2 \mathrm{H})$ (1.11).

Nhận thấy nó lớn hơn hệ thống không hồi tiếp bởi hệ số (1+ G1’G2H)

Một cách tổng quát, hồi tiếp cũng gây hiệu quả trên các tính chất của hệ thống, như độ rộng dãy tần, tổng trơ,û đáp ứng quá độ ( Transient Response) và đáp ứng tần số.

## CÁC LOẠI HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN TỰ ĐỘNG.

Có nhiều cách phân loại hệ thống điều khiển.

- Nếu dựa vào phương pháp phân tích , thiết kế thì chúùng gồm các loại tuyến tính, phi tuyến thay đổi theo thời gian (time varying ), không thay đổi theo thời gian (time invariant).
- Nếu dựa vào loại tín hiệu trong hệ thống thì chúng gồm các loại dữ liệu liên tục( continous – data), dữ liệu gián đoạn (discrete data), biến điệu và không biến điệu.
- Nếu dựa vào loại của các thành phần của hệ thống , thì chúng gồm có các loại điện cơ , thủy lực, khí đôïng .Tùy vào mục đích chính của hệ mà người ta xếp loại chúng như kiểu nào .

**Hệ tự điều khiển tuyến tính và phi tuyến.**

Nói một cách chặt chẽ, các hệ thống tuyến tính đều không có trong thực tế . Vì mọi hệ thống vật lý đều phi tuyến. Hệ điều khiển hồi tiếp tuyến tính chỉ là mô hình lý tưởng hóa để làm đơn giản việc phân tích và thiết kế.

Khi độ lớn của tín hiệu của hệ được giới hạn trong một vùng mà ở đó các thành phần biểu lộ tính thẳng ( nghĩa là nguyên lý chồng chất áp dụng được ) thì hệ thống được xem là tuyến tính . Nhưng khi tín hiệu vượt quá vùng hoạt động tuyến tính, tùy vào sự nghiêm ngặt của tính phi

tuyến, hệ thống sẽ không được xem là tuyến tính nữa. Thí dụ : các mạch khuếch đại được dùng trong hệ điều khiển thường bảo hòa khi tín hiệu đưa vào chúng trở nên quá lớn.

Từ trường của một motor thường có tính bảo hòa. Hiệu ứng phi tuyến thường gặp trong các hệ điều khiển là vùng chết (dead zone ) giữa các bánh răng ; tính phi tuyến của lò xo ; lực ma sát phi tuyến ….

Với các hệ tuyến tính, có một sự phong phú về các kỹ thuật giải tích và đồ họa giúp cho việc thiết kế được dễ dàng. Còn trong các hệ phi tuyến , một “liệu pháp”(treat ) toán học thường là rất khó. Và không có phương pháp tổng quát để̂u có thể giải quyết một số lớn các hệ phi tuyến.

**Hệ thống có thông số thay đôûi và không thay đôûi theo thời gian.**

Khi các thông số của một hệ điều khiển được giữ nguyên không thay đôûi trong suốt thời gian hoạt động của nó, thì hệ được gọi là hệ không thay đôûi theo thời gian ( time invariant). Trong thực tế , hầu hết các hệ thống vật lý đều chứa những thành phần có thông số bị trôi, hay thay đôûi theo thời gian. Thí dụ : điện trở dây quấn của một động cơ điện sẽ thay đổi khi t0 gia tăng.

Thí dụ khác, hệ thống điều khiển đường đi của hỏa tiển, trong đó khối lượng của hỏa tiển giảm do sự tiêu thụ trên đường bay.

Mặc dù một hệ có thông số thay đổi theo thời gian không phi tuyến thì vẫn là một hệ tuyến tính, nhưng sự phân tích và thiết kế loại hệ này thường là rất phức tạp so với các hệ tuyến tính có thông số không thay đổi .

**Hệ điều khiển dữ liệu liên tục .**

Một hệ điều khiển số liệu liên tục là một hệ trong đó các tín hiệu ở những thành phần khác của hệ là các hàm liên tục của biến số thời gian t.

Trong các hệ điều khiển số liệu liên tục, các tín hiệu có thể là AC hoặc DC. Không giống trong định nghĩa tổng quát của AC và DC dùng trong kỹ thuật điện, AC và DC của hệ điều khiển mang ý nghĩa chuyên biệt. Khi nói một hệ điều khiển AC, có nghĩa là các tín hiệu trong đó được biến điệu bởi một kiểu biến điệu nào đó, và khi nói một hệ điều khiển DC, có nghĩa là tín hiệu của nó không biến điệu nhưng chúng vẫn là tín hiệu AC.

**Hệ điều khiển dữ liệu gián đoạn.**

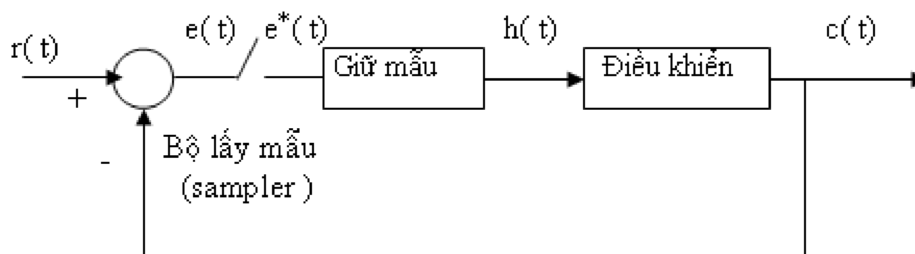
Là hệ có tín hiệu không liên tục .

a) Nếu tín hiệu có dạng một loạt chuỗi xung (pulse train ), thì hệ được gọi là hệ dữ liệu mẫu hóa ( sample data system ).

b) Nếu tín hiệu là xung được mã hóa số thích hợp cho việc sử dụng digital computer thì gọi là hệ điều khiển digital.

Thí dụ: Hệ điều khiển máy đánh chữ điện tử là một hệ điều khiển digital, vì bộ xử lý nhận và cho ra các số liệu digital.

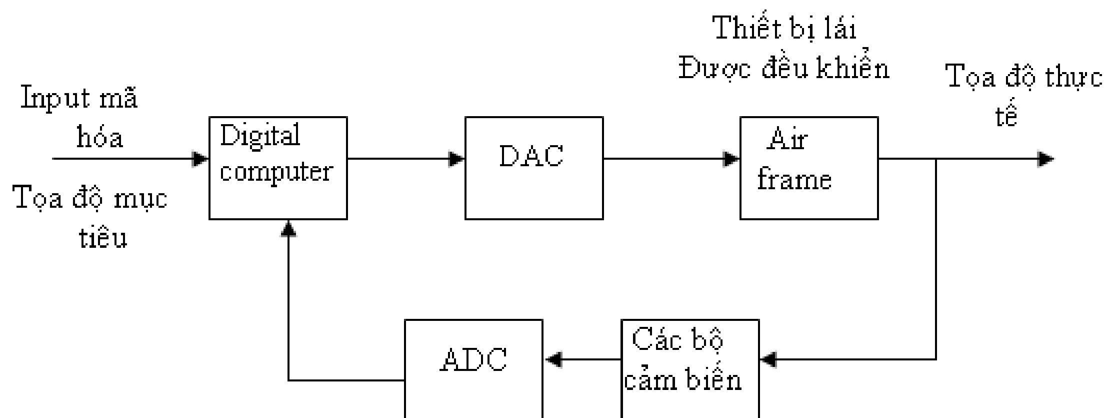
Một cách tổng quát, một hệ dữ liệu mẫu hóa chỉ nhận số liệu và thông tin một cách ngắt quãng tại những thời điểm riêng. Thí dụ: tín hiệu sai số trong hệ có thể được cung cấp ngắt quãng dưới dạng xung. Như vậy hệ sẽ không nhận thông tin về sai số suốt trong giai đoạn giữa hai xung liên tiếp.




H.1_12 : Sơ đồ khối một hệ điều khiển dữ liệu mẫu hóa.

Một tín hiệu vào liên tục r(t) được đưa vào hệ thống. Tín hiệu sai số e(t) được lấy mẫu ( sampling). Ngõ ra của bộ phận lấy mẫu ( sampler) là một loạt xung. Tần số lấy mẫu có thể đều hay là không.

Hình H.1_13 là sơ đồ khối cơ bản của hệ thống điều khiển digital để hướng dẫn quỹ đạo tên lửa autopilot tự tìm mục tiêu.



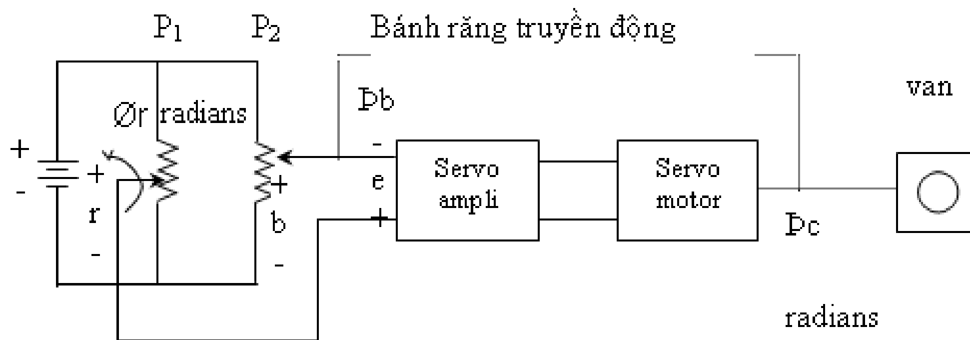

H.1_13 : Sơ đồ khối cơ bản của hệ thống điều khiển quỹ đạo tên lửa tự tìm mục tiêu.

**Chỉnh cơ tự động ( servomechanism).**

Một loại hệ thống điều khiển đáng được đặc biệt lưu tâm do tính thịnh hành của nó trong kỹ nghệ và ngôn ngữ điều khiển học. Đó là servomechanism.

Một servomechanism là một hệ điều khiển tự động, trong đó biến số kiểm soát C là vị trí cơ học, hoặc đạo hàm theo thời gian của vị trí( vận tốc hay gia tốc).

Thí dụ : Xem một bộ điều khiển tự đôïng đóng mở van nước.



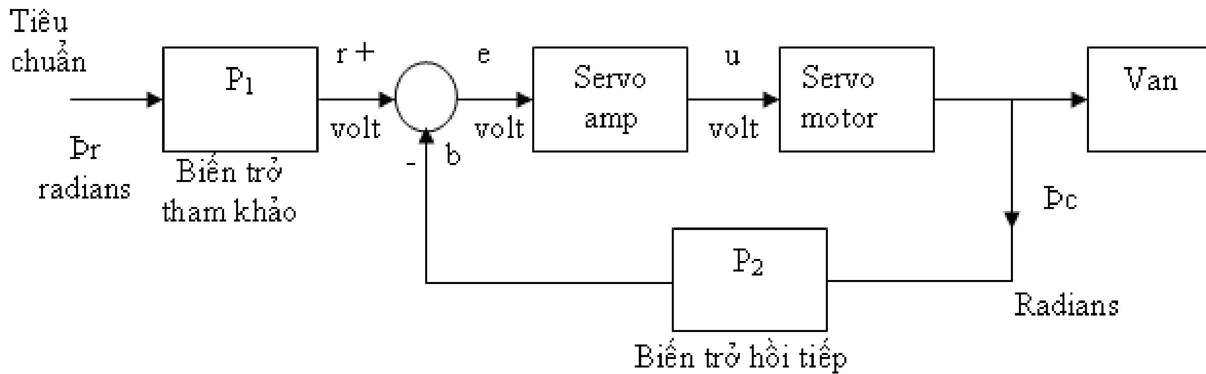

H.1_14: Servo mechanism điều khiển van.

Ngõ vào của hệ thống là một biến trở loại quay P1, được đấu với nguồn điện. Chân thứ 3( con chạy) được quy chuẩn theo vị trí góc ( radians) và đấu vào một ngõ vào của mạch khuếch đại servo. Mạch khuếch đại này cung cấp đủ điện thế cho một động cơ điện gọi là servo motor. Trục của motor được truyền ( cơ khí ) đến một van để mở hay khóa nước. Nếu trục motor quay 3600 thì van mở hoàn toàn.

P2 gọi là biến trở hồi tiếp. Chân thứ 3 được nối ( cơ khí ) với trục motor nhờ một bánh răng và đấùu ( điện ) với ngõ vào thứ hai của mạch khuếch đại servo.

Tùy vị trí con chạy của hai biến trở, mà điện thế sai biệt e có thêû dương, âm hay bằng zero. Điện thế này được khuếch đại, sau đó đặt vào motor đêû điều khiển motor quay theo chiều mở van, đóng van hay vẩn giữ van ở vị trí củ ( e= 0; khi đo ùmotor không quay). Giã sử van đang đóng, ta quay P1 một góc (để đặt một tiêu chuẩn tham khảo ở ngõ vào ). Điện thế e mất cân bằng ( khác 0), làm cho motor quay một góc ( thích ứng với góc quay của con chạy P1 ) làm van mở. Đồng thời, qua bộ bánh răng truyền động , con chạy P2 cũng quay một góc sao cho điện thế sai biệt e trở về 0 (motor không quay ). Van được giữ ở độ mở ấy.

Hệ thống trên được trình bày bằng sơ đồ khối như sau :




H.1_15 : Sơ đồ khối servomechamism điều khiển van.

Một số thí dụ :

1. Xem một cầu phân thế như hình vẽ. Output là v2 và input là v1. Mạch thụ động này có thể mô hình hóa như là một hệ vòng hở hoặc như một hệ vòng kín.

[missing_resource: .wmf]

i

H.1_16

a. Từ các định luật Kirchhoff, ta có :

v2 = R2. i

i= v1/ (R1 + R2 )

Vậy v2 =( R2 / (R1 + R2 )).v1= f(v1,R1,R2)

[missing_resource: graphics17.wmf]

b. Nếu biết dòng i dưới dạng khác hơn:

i = ( v1-v2 ) / R1 thì:

v2 = R2 ( v1 – v2 ) / R1 = v1 . R2 / R1 –v2 .R2 /R1

= f (v1, v2, R1, R2 )

[missing_resource: graphics18.wmf]

2. Hệ thống tự điều khiển để tay người chạm đến một đồ vật, có thể nhận dạng như sau : các bộ phận chính của hệ là óc, cánh tay, bàn tay và mắt.

***SORRY, THIS MEDIA TYPE IS NOT SUPPORTED.***

Hình 1.19

Bộ óc gởi tín hiệu thần kinh đến cánh tay. Tín hiệu này được khuếch đại trong các bắp thịt của cánh tay và bàn tay, và xem như các tín hiệu tác động của hệ thống. Mắt dùng như bộ cảm biến, hồi tiếp liên tục vị trí của cánh tay và vị trí vật đến óc.

Vị trí tay là output của hệ, vị trí vật là input. Mục đích của hệ điều khiển là thu nhỏ khoảng cách của vị trí tay và vị trí vật đến zero.

[missing_resource: graphics19.png]

H.1_20

3. Định luật cung cầu của kinh tế học có thể được xem như một hệ điều khiển tự động. Giá bán ( giá thị trường ) của một hàng hóa nào đó là output của hệ. Mục tiêu của hệ là giữ cho giá ổn định.

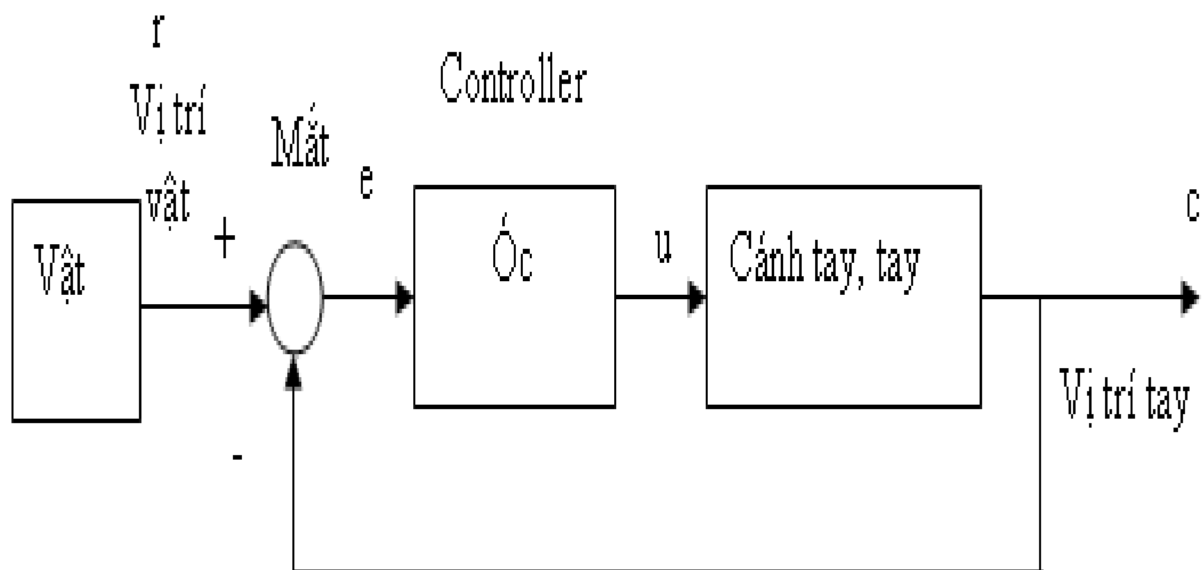
Định luật cung cầu cho rằng giá thị trường ổn định nếu và chỉ nếu cung bằng cầu.

Ta chọn 4 bộ phận chính của hệ thống là người cung, người cầu, người định giá thị trường, ở đó hàng hóa được mua và bán.

Input là sự ổn định của vật giá, hay tiện lợi hơn, là sự nhiễu loạn giá bằng zero. Output là giá thực tế của thị trường.

Sự hoạt đôïng của hệ thống được giải thích như sau :

Người định giá nhận một tín hiệu (zero) khi vật giá ổn định. Ông ta định một giá bán với sự giúp đỡ của những thông tin từ trí nhớ hay giá biểu của sự giao dịch trước đó. Giá này làm người cung sản xuất đưa vào thị trường một lượng hàng hóa nào đó, và người cầu mua một số trong số đó. Sự chênh lệch (sai số ) giữa cung và cầu được điều chỉnh bởi hệ thống này. Nếu cung không bằng cầu, người định giá sẽ thay đổi giá thị trường theo hướng sau cho cung bằng với cầu. Vậy cả cung và cầu đều có thêû xem là hồi tiếp vì chúng xác định tác động kiểm soát . Hệ thống được biểu diễn như H.1_21.




H.1_21

# Biến điệu biên độ

+ ĐẠI CƯƠNG. + SỰ BIẾN ĐIỆU ( MODULATION). + BIẾN ĐIỆU BIÊN ĐỘ SÓNG MANG BỊ NÉN 2 BĂNG CẠNH: (DSB SCAM). ( DOUBLE - SIDE BAND SUPPRESSED CARRIED AMPLITUDE MODULATION ). + BIẾN ĐIỆU BIÊN ĐỘ SÓNG MANG ĐƯỢC TRUYỀN 2 BĂNG CẠNH. + HIỆU SUẤT. + CÁC KHỐI BIẾN ĐIỆU. + CÁC KHỐI HOÀN ĐIỆU ( DEMODULATORS). + TRUYỀN MỘT BĂNG CẠNH (SINGLE SIDEBAND) SSB. + BIẾN ĐIỆU AM TRỰC PHA. + BIẾN ĐIỆU BĂNG CẠNH SÓT ( VESTIGIAL SIDEBAND ) VSB. + AM STEREO.

## Đại cương

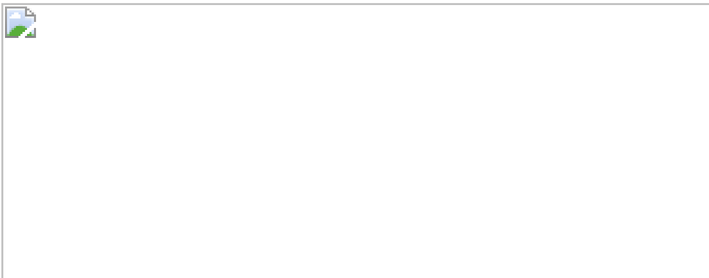
Hình 4.1 trình bày một mẫu dạng sóng của tiếng nói mà ta muốn truyền đi. Nó không có một đặc trưng riêng biệt nào và tùy thuộc rất nhiều vào âm thanh được tạo ra. Vì dạng sóng chính xác không được biết, nên ta có thể nói như thế nào về hệ thống cần thiết để truyền nó ?

Trong trường hợp tiếng nói ( hay bất kỳ một tín hiệu Audio nào ), câu trả lời dựa vào sinh lý học. Tai người ta chỉ có thể đáp ứng với những tín hiệu có tần số khoảng dưới 15kHz ( số này giảm theo tuổi tác ). Vậy nếu mục đích cuối cùng của ta là nhận những tín hiệu audio, phải giả sử rằng ảnh F của tín hiệu là zero khi
[missing_resource: graphics1.wmf]

>15kHz.

S(f) = 0 ,
[missing_resource: graphics2.wmf]

> fm; Với fm = 15kHz .



Hình 4.1: Dạng sóng của tiếng nói

Những hòa âm hoặc những dụng cụ phát âm khác, có thể tạo ra những thành phần tần số cao hơn 15kHz, dù tai người không thể nghe được. Tuy nhiên, nếu một trong những tín hiệu nay đi qua một lọc hạ thông có tần số cắt 15kHz, thì ngỏ ra của lọc ( nếu đưa đến loa ) sẽ tạo lại giống như tín hiệu vào. Như vậy, ta đã giả sữ rằng tín hiệu đã bị giới hạn bởi một tần số trên ( upper frequency ) vào khoảng 15kHz.

Bây giờ ta giả sử lấy một tín hiệu audio và cố truyền qua không khí - Bước sóng của tín hiệu 3KHz trong không khí khoảng 100km. Một anten 1/4 sóng sẽ dài 25km! Điều ấy không thể thực hiện. Và nếu giả sử ta có thể dựng được anten thì ta còn gặp phải 2 vấn đề. Thứ nhất, liên quan đến những tính chất của không khí và tần số audio. Những tần số này truyền không hiệu quả trong không khí. Thứ hai, sự giao thoa do các dãy tần các đài phát phủ lên nhau.

Vì những lý do đó, ta phải cải biến tín hiệu tần số thấp trước khi gửi nó đi từ nơi này đến nơi khác. Tín hiệu đã cải biến ít nhạy cảm với nhiễu so với tín hiệu gốc.

Phương pháp chung nhất để thực hiện sự cải biến là dùng tín hiệu tần số thấp để biến điệu ( cải biến những thông số của ) một tín hiệu tần số cao hơn. Tín hiệu nầy thường là hình sin.

## Sự biến điệu ( modulation )

SC(t) là tín hiệu hình sin cao tần, được gọi là sóng mang (carrier). Gọi như thế vì nó được dùng để chuyển tải tín hiệu tín tức từ đài phát đến máy thu.

SC(t) = Acos (2 fet+ ) (4.1)

Nếu fC(t) được chọn thích hợp, sóng mang có thể được truyền đi có hiệu quả. Thí dụ, có thể chọn những tần số trong khoảng giữa 0.5 và 3MHz để truyền xa đến 250 km. Bước sóng của các tần số tương ứng cỡ 100MHz, và chiều dài hợp lý của anten có thể chấp nhận được:

[missing_resource: graphics4.wmf]

Biểu thức (4.1) chứa 3 thông số có thể thay đổi: biên độ A; tần số fC; và pha . Như vậy, hậu quả là có 3 kiểu biến điệu: biến điệu biên độ, biến điệu tần số hoặc biến điệu pha.

## BIẾN ĐIỆU BIÊN ĐỘ SÓNG MANG BỊ NÉN 2 BĂNG CẠNH: (DSB SCAM)

( double - side band suppressed carried amplitude modulation ).

Nếu ta biến điệu biên độ của sóng mang ở phương trình (4.1), ta có kết quả:

Sm(t) = A(t) cos ( 2  fCt+   ) (4.2)

Tần số fC và pha   không đổi

Biên độ A(t) thay đổi cách này hay cách khác theo s(t).

Để đơn giản, ta giả sử   = 0. Điều này không ảnh hưởng đến kết quả căn bản vì góc thực tế tương ứng với một độ dời thời gian
[missing_resource: graphics5.wmf]

. ( Một sự dời thời gian không được xem là sự méo dạng trong một hệ thông tin ).

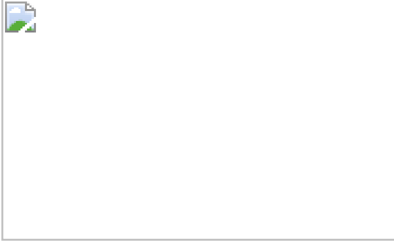
A(t) thay đổi như thế nào với s(t)? Câu trả lời đơn giản nhất là chọn A(t) bằng với s(t). Điều đó sẽ đưa đến dạng sóng biến điệu AM.

sm(t) = s(t) cos 2  fCt (4.3)

Tín hiệu loại nay gọi là biến điệu AM sóng mang bị nén 2 băng cạnh vì những lý do mà ta sẽ thấy ngay sau đây:

Đặt S(f) là biến đổi F của s(t). Nhớ là ta không cần gì hơn là S(f) phải bằng zero đối với những tần số cao hơn tần số cắt fm. Hình 4.2 chỉ một S(f) biểu diễn cho yêu cầu đó.

Đừng nghĩ rằng S(f) luôn phải là như vậy, mà nó chỉ là biến đổi F của một tín hiệu tần số thấp tổng quát, có dãy tần bị giới hạn.



Hình 4.2

Định lý về sự biến điệu ( chương II ) được dùng để tìm Sm(f):

Sm(f) = F [s(t)Cos2 fCt] =
[missing_resource: graphics7.wmf]

[S (f + fC) + S (f - fC)] (4.4)

Nhớ là biến điệu một sóng mang bằng s(t) sẽ làm dời tần số của s(t) ( cả chiều lên và chiều xuống ) bởi tần số của sóng mang.

[missing_resource: .png]

11/2

Hình 4.3

Điều này tương tự với kết quả lượng giác của một phép nhân một hàm sin với một hàm sin khác.

CosA CosB =
[missing_resource: graphics8.wmf]

Cos(A+B) +
[missing_resource: graphics9.wmf]

cos (A-B)(4.5)

Nếu cosA thay bằng s(t), trong đó s(t) chứa những tần số liên tục từ giữa 0 và fm.

Hình 4.3 cho thấy, sóng biến điệu sm(t) chứa những tần số trong khoảng fC - fm và fC + fm.

Nếu gán những trị tiêu biểu vào cho fm = 15kHz và fC = 1MHz, ta sẽ thấy khoảng tần số bị chiếm bởi sóng biến điệu là từ 985.000 đến 1.015.000Hz.

- Thứ nhất: Với khoảng tần số này, thì thì anten có chiều dài hợp lý có thể xây dựng được. Đó là một trong 2 vấn đề cần giải quyết.

- Vấn đề thứ hai, là khả năng tách kênh trong một hệ đa hợp (Multiplexing). Ta thấy, nếu một tin tức biến điệu một sóng hình sin tần số fC1 và một tin tức khác biến điệu một sóng hình sin tần số fC2 thì các ảnh F của 2 sóng mang bị biến điệu sẽ không phủ lên nhau. Và fC1, fC2 tách biệt nhau ít nhất là 2fm.

[missing_resource: .png]

f > 2fm

Hình 4.4: Biến đổi F của 2 sóng AM.

Nếu các tần số của 2 sóng biến điệu không cách nhau xa lắm, cả 2 có thể dùng 1 anten, mặc dù chiều dài tối ưu của anten không như nhau cho cả 2 kênh [trong thực tế, một anten được dùng cho cả 1 khoảng tần số.

Ta nhấn mạnh lại rằng, các tín hiệu có thể được tách ra nếu chúng không bị phủ lên nhau ( hoặc về thời gian, hoặc về tần số ). Nếu chúng không phủ nhau về thời gian, có thể dùng các cổng hay các Switchs để tách. Nếu chúng không phủ về tần số, các tín hiệu có thể tách ra bởi các lọc dãy thông. Vậy, một hệ thống như hình 4.5 có thể dùng để tách sóng mang bị biến điệu.

s1(t).cos2 fc1t+s2(t).cos2 fc2tBPFH1(f)H2(f)s1(t). Cos2 fC1ts2(t). Cos2 fC2tH1(f)H2(f)fc1-fc1-fc2fc211

Hình 4.5: Sự tách 2 kênh.

Nếu nhiều tín hiệu được truyền trên cùng một kênh, chú ý có thể được tách ra tại máy thu bằng các lọc dãy thông. Các lọc này chỉ tiếp nhận, một trong

các tín hiệu hiện diện trong tín hiệu biến điệu mong muốn.

TD: Một tín hiệu chứa thông tin có dạng:

s(t) =
[missing_resource: graphics10.wmf]

Tín hiệu này biến điệu biên độ một sóng mang có tần số 10Hz. Hãy vẽ dạng sóng AM và biến đổi F của nó.

Giải: Sóng AM được cho bởi phương trình:

sm(t) =
[missing_resource: graphics11.wmf]

cos 20 t

***SORRY, THIS MEDIA TYPE IS NOT SUPPORTED.*** Hàm này được vẽ như hình 4.6:

Hình 4.6: Dạng sóng AM

cos 20 t là sóng mang.

- Khi sóng mang bằng 1 ( t =
[missing_resource: graphics12.wmf]

), sm (t) = s(t).

- Khi sóng mang bằng -1, t =
[missing_resource: graphics13.wmf]

, sm(t) = -s(t).

Để vẽ dạng sóng AM. Ta bắt đầu vẽ s(t) và ảnh qua gương của nó -s(t). Sóng AM chạm một cách tuần hoàn vào mỗi đường cong này và thay đổi biên đô giữa những điểm tuần hoàn đó.

Trong hầu hết trường hợp thực tế, tần số sóng mang cao hơn rất nhiều so với thí dụ trên.

Biến đổi F của s(t) được vẽ ở hình 4.7 ( Xem phụ lục chương II )

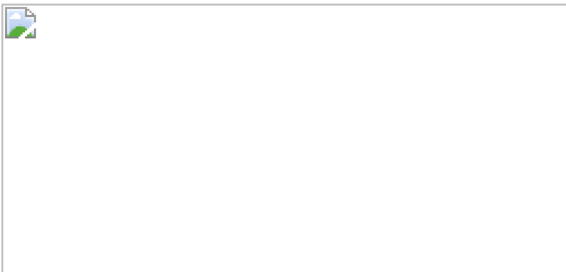
[missing_resource: graphics14.png]

Hình 4.7: Ảnh Fourier của s(t)

Biến đổi F của sóng biến điệu được tính nhờ định lý biến điệu.

Sm(f) =
[missing_resource: graphics15.wmf]

(4.7)



Hình 4.8: Tần phổ của sóng biến điệu

Vì Sm (f) được suy từ S(f) bằng cách dời tất cả các thành phần tần số của s(t) một khoảng là fC, ta sẽ có thể hồi phục lại s(t) từ sm(t) bằng cách dời các tần số bởi cùng một trị theo chiều ngược lại.

Định lý biến điệu chứng tỏ rằng phép nhân một hàm thời gian với một hàm Sinusoide sẽ dời ảnh F của hàm thời gian đi ( cả chiều lên và xuống ) trong miền tần số. Vậy nếu ta lại nhân Sm(t) với một hàm sin ( tần số sóng mang ), thì ảnh F sẽ dời lui xuống đến tần số thấp của nó. Phép nhân này cũng dời ảnh F lên đến 1 vị trí giữa khoảng 2fC, những thành phần này dễ dàng bị loại bởi một lọc hạ thông. Tiến trình này vẽ ở hình 4.9.

Sự hồi phục của s(t) được mô tả bởi phương trình (4.8)

sm(t). cos 2 fCt = [ s(t) cos 2 fCt ] cos 2 fCt

= s(t) cos2 2 fCt

=
[missing_resource: graphics17.wmf]

(4.8)

Ngỏ ra lọc hạ thông là
[missing_resource: graphics18.wmf]

/2

sm(f)

[missing_resource: graphics19.png]

Hình 4.9: Sự hồi phục tín hiệu từ sóng biến điệu.

Tiến trình này gọi là hoàn điệu ( Demodulation ).

## BIẾN ĐIỆU BIÊN ĐỘ SÓNG MANG ĐƯỢC TRUYỀN 2 BĂNG CẠNH ( Double - Side Band Transmitted Carrier AM ). DSBTCAM.

Bây giờ ta cải biến thêm sự biến điệu AM, bằng cách cộng vào sóng biến điệu một phần của sóng mang.

[missing_resource: .png]

s(t)

Hình 4.10.

Hình 4.10 chỉ sự cộng một sóng mang hình sin thuần túy vào sóng biến điệu DSBSCAM. Kết quả cho bởi phương trình (4.8)

$s_m(t) = s(t) \cos 2\ f_C t + A \cos 2\ f_C t$(4.9)

Đây là kiểu biến điệu AM sóng mang được truyền 2 băng cạnh. ( DSBTC AM). Khác với kiểu AM sóng mang bị nén 2 kiểu AM sóng mang được truyền có chứa một thành phần rỏ ràng của sóng mang ( $A \cos 2\ f_C t$ ).

Ảnh F của TCAM là tổng của biến đổi F của SCAM và biến đổi F sóng mang thuần túy. Biến đổi sóng mang là một cặp xung lực   $f_C$.

[missing_resource: graphics20.png]

Hình 4.11: Biến đổi F của TCAM

Dạng sóng có thể viết lại ( Từ phương trình 4.9 )

$s_m(t)\ [A+s(t)] \cos 2\ f_C t$(4.10)

Hàm này có thể vẽ theo cách vẽ dạng sóng SCAM. Trước hết, ta vẽ đường biên [A+s(t)] và ảnh qua gương -[ A + s(t)]. Sóng AM chạm tuần hoàn vào 2 đường biên và thay đổi biên độ điều giữa những điểm tuần hoàn đó. Hình vẽ 4.12, cho một s(t) hình sin ( thí dụ tiếng huýt sáo vào một microphone ).

- Hình 4.12a Tín hiệu s(t) hình sin

- Hình 4.12b Dạng sóng DSBTCAM với giá trị của A nhỏ hơn biên độ a của s(t); $A<a$; A  0.

- Hình 4.12c Dạng sóng DSBTCAM khi A lớn hơn biên độ của s(t); $A>a$; A  0.

- Hình 4.12d Dạng sóng DSBTCAM khi A=0.

[missing_resource: .png]

Hình 4.12

[missing_resource: graphics21.wmf]

Hình 4.12

## HIỆU SUẤT

Sự cộng thêm sóng mang vào sóng biến điệu sẽ làm cho sự hoàn điệu dễ dàng hơn. Cái giá mà ta phải trả là hiệu suất. Một phần của năng lượng được truyền dùng để gửi sóng mang và như vậy không mang một thông tin hữu ích nào.

Ta thấy từ phương trình (4.9) : Công suất sóng mang là công suất của A cos2 fCt, hay
[missing_resource: graphics22.wmf]

watts. Công suất của tín hiệu là công suất của s(t) cos2 fCt, là trị trung bình của s2(t) chia 2. Công suất trung bình của s2(t) thì đơn giản là của s(t), hay PS. Vậy công suất của tín hiệu là
[missing_resource: graphics23.wmf]

.

Công suất truyền toàn phần là tổng của 2 số hạng này.

Ta định nghĩa hiệu suất là tỷ số của công suất tín hiệu công suất toàn phần:

=
[missing_resource: graphics24.wmf]

(4.10)

TD: Giả sử ta xem dạng sóng hình 12c, và đặt A bằng với biên độ của hình sin. Vậy hiệu suất là 33%.

## CÁC KHỐI BIẾN ĐIỆU:

Hình 4.13 Sơ đồ của các khối biến điệu AM.

- Hình 4.13a: Hệ thống tạo nên DSBSC AM.

[missing_resource: graphics25.png]

- Hình 4.13b,c: Hệ thống tạo nên DSBTC AM.

Hình 4.13: Khối biến điệu AM

Tại sao sự biến điệu thì không tuyến tính ?

Ta đã biết, bất kỳ một hệ tuyến tính và không đổi theo thời gian nào điều có một output mà biến đổi F của nó là tích của ảnh F của input với H(f). Nếu biến đổi của tín hiệu vào bằng zero trong một khoảng tần số nào đó, thì ảnh F của output phải cũng bằng zero trong khoảng ấy. Nghĩa là, tính chất tổng quát của hệ tuyến tính không đổi theo thời gian là nó không thể cho ra bất kỳ một output nào nếu không có input ở ngỏ vào.

Vậy có một hệ tuyến tính không theo t nào có thể cho sm(t) ở ngỏ ra khi nhận s(t) ở ngỏ vào ? Nói các khác, ta có thể tìm được hay không một H(f) nào để cho:

Sm(f) = S(f) . H(f)

[missing_resource: graphics26.png]

Hình 4.14

Rõ ràng, câu trả lời là không.

Sự biến điệu là một tiến trình dời tần. Và không có một hệ tuyến tinh nào thực hiện được điều đó.

Một hệ phi tuyến và thay đổi theo t, nói chung, là rất phức tạp. Tuy nhiên, trong trường hợp biến điệu, người ta có thể thực hiện được bằng 2 kiểu gián tiếp: Biến điệu cổng (Gated mudolator) và biến điệu theo luật bình phương (Square - Law Mudolator ).

**Biến Điệu Cổng:**

Dựa vào sự kiện: Phép nhân s(t) với một hàm tuần hoàn bất kỳ sẽ tạo ra một chuỗi sóng AM với những sóng mang là bội số của tần số cơ bản của hàm tuần hoàn. Hình_4.15

[missing_resource: graphics27.png]

Hình 4.15: Tích của s(t) và hàm cổng tuần hoàn

Output của mạch nhân (hình 4.15)

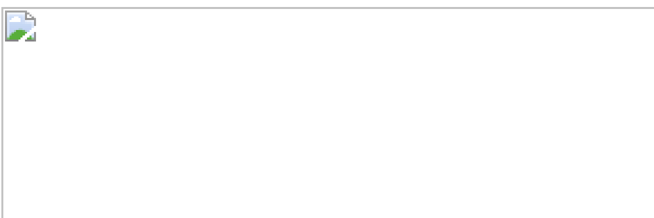
s(t)P(t) = s(t)
[missing_resource: graphics28.wmf]

(4.11)

fc Là tần số cơ bản của hàm tuần hoàn. an , các hệ số chuỗi F. Giả sử P(t) là hàm chẵn ( để tránh phải viết các số hạng sin trong chuỗi )

Lọc BPF sẽ chận tất cả, chỉ trừ thành phần nào đó trong chuỗi mà ta sẽ chọn. Kết quả là ở ngỏ ra có một sóng AM. Mạch lọc điều hợp với tần số cơ bản, nhưng nó sẽ có thể điều hợp với một trong những họa tần của sóng AM, có tần số sóng mang cao hơn. Trong thực tế, ta chọn những họa tần thấp (Vì các hệ số F làm giảm biên độ tín hiệu khi n tăng).

P(t) là một hàm cổng gồm một đoàn xung tuần hoàn. (Hình 4.16)



Hình 4.16: Hàm cổng

* Vì P(t) luôn bằng 0 hay bằng 1, mạch nhân có thể xem như có cơ chế hoạt động on/off ( hoặc switch ).

Output của BPF tìm được bằng cách khai triển P (t) thành chuỗi F và tìm a1.

[missing_resource: graphics30.wmf]

[missing_resource: graphics31.wmf]

sm(t) =
[missing_resource: graphics32.wmf]

s(t) cos2 fCt(4.12)

Phương trình (4.12) được viết cho hàm cổng có nửa thời gian cao và nửa thời gian zero. Nhưng sóng AM vẫn được tạo ra với bất kỳ trị giá nào của chu kỳ thao tác của xung.

[missing_resource: .png]

Bộ phận tạo hàm cổngBộ phận tạo hàm cổng có thể là thụ động hoặc tác động hình 4.17 chỉ bộ phận biến điệu gồm 2 thành phần thụ động.

Hình 4.17a: Mạch tạo xung cổng thụ động dùng Switch.

[missing_resource: .wmf]

cos2 fctHình 4.17b: Mạch tạo xung cổng thụ động dùng diode.

- Hình 4.17a, SW đóng ngắt tuần hoàn. Khi SW hỡ, tín hiệu ra bằng tín hiệu vào. Khi SW đóng, tín hiệu ra bằng zero. R là điện trở nguồn. Bất lợi của SW cơ học là đóng ngắt chậm. Tần số đóng ngắt của SW phải bằng tần số sóng mang ( hoặc ước số, nếu ta chọn 1 họa tần ). Với tần số sóng mang cở MHz, SW cơ học không thể đáp ứng kịp.

- Hình 4.17b: Sự đóng ngắt thực hiện nhờ cầu diode. Khi cos2 fCt dương ( điểm B có điện thế dương hơn điểm A ), cả 4 doide bị khóa: Mạch tương tự

như hình 4.17a khi SW hỡ, tín hiệu ra là s(t). Ngược lại khi cos2 fCt âm ( điểm B có điện thế âm hơn điểm A ). Cả 4 diode dẫn: mạch giống như hình 4.17a khi SW đóng. Giới hạn duy nhất cho mạch đóng ngắt nầy là tần số đóng ngắt của loại Diode được dùng. ( Tính không lý tưởng của các diode, thường là thời gian hồi phục ( recovery time ) của điện dung mối nối khá lớn so với chu kỳ sóng mang ).

- Hàm cổng còn có thể tạo được bằng cách dùng các linh kiện tác động, như transistor hoạt động giữa vùng khóa và vùng bảo hòa. Một transistor khóa, tương đương với một SW hỡ. Một transistor bảo hòa, xem như một SW đóng.

- Hình 4.18, trình bày một kiểu mạch biến điệu dọi là biến điệu vòng (ring modulator). Sóng mang là một sóng vuông, được đưa vào mối giữa của 2 biến thế. Output là một phiên bản bị " cổng hóa " của input, chỉ cần lọc là có được sóng AM .

**Biến Điệu Theo Luật Bình Phương.**

Loại nầy dựa vào định luật: " Bình phương của một tổng 2 hàm có chứa một số hạng là tích của 2 hàm đó ":

[s1(t)+s2(t)]2= s1 2 (t) + s2 2 (t)+2 s1(t).s2(t)

Nếu s1(t) là tín hiệu chứa tin và s2(t) là sóng mang, ta có:

[ s(t) + cos2 fCt ]2 = s2(t) + cos2 2 fCt + 2s(t) cos2 fCt(4.13)

Số hạng thứ 2 chính là sóng AM mong muốn. Ta phải tìm cách tách nó ra khỏi 2 thành phần kia. Ta đã biết, sự tách sẽ đơn giãn, khi chúng không phủ nhau ( trong phạm vi thời gian hoặc phạm vi tần số ). Rỏ ràng, chúng phủ nhau về thời gian. Vậy, ta hãy xem phạm vi tần số.

Các xung lực tại gốc và 2fC kết quả của sự khai triển lượng giác

Cos2 =
[missing_resource: graphics33.wmf]

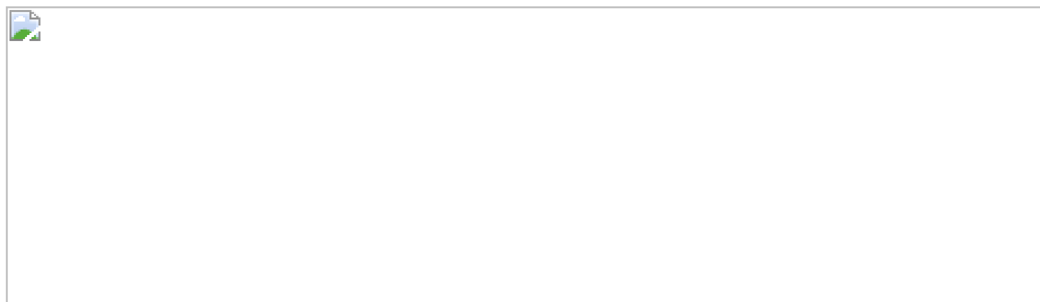
Đường cong liên tục ở giữa ( tần số thấp ) chỉ biến đổi F của s2(t). Ta không biết dạng chính xác của s(t). Nhưng chỉ biết rằng ảnh F của nó bị giới hạn ở những tần số nhỏ hơn fm. Biến đổi F của s2(t) bị giới hạn ở những tần số dưới 2fm. Một cách để thấy điều đó là xem biến đổi F của s2(t) là phép chồng của S(f) lên chính nó. Phép chồng đồ hình cho thấy biến đổi nầy đi từ zero đến 2fm. Cách khác, là xem s(t) như là tổng của các hình sin có tần số (riêng) dưới fm. Khi bình phương tổng nầy, ta có kết quả là tất cả các tích của các số hạng. Điều nầy sẽ đưa đến tổng và hiệu của các tần số khác nhau ( dùng lượng giác). Không có tổng hay hiệu nào vượt quá 2fm nên tần số gốc không vượt quá fm.

[missing_resource: graphics34.png]

[missing_resource: graphics35.png]

[missing_resource: graphics36.png]

Hình 4.18: Biến điệu vòng



Hình 4.19: Biến đổi F của (4.13)

Hình 4.19 cho thấy khi fC >> 3fm thì các số hạng không phủ nhau ( về tần số ). Vậy có thể tách chúng bằng một lọc BPF để có sóng AM. Trong hầu hết các trường hợp thực tế, fC>>fm, nên điều kiện nầy dễ thỏa.

[missing_resource: .png]

SQRHình 4.20: Mạch biến điệu bình phương.

Hình 4.20 chỉ toàn thể một khối biến điệu theo luật bình phương. Các bộ phận tổng có thể là tác động, thụ động hay op.amp.

- Bộ phận bình phương thì không đơn giãn. Bất kỳ một linh kiện phi tuyến nào cũng đều cho một tín hiệu ra tương ứng với một tín hiệu vào bởi một hệ thức mà ta có thể khai triển thành chuỗi lủy thừa. Giả sữ không có sự tích trữ năng lượng, nghĩa là output tại bất kỳ thời điểm nào chỉ phụ thuộc vào input tại cùng thời điểm đó, chứ không kể đến những trị giá trước đó.

Với y(t) là output và x(t) là input:

$y(t) = a_0 + a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t) + ....(4.14)$

Số hạng mà ta lưu ý là $a_2x^2(t)$. Và ta tìm cách ta tìm cách tách nó khỏi các thành phần khác. Linh kiện phi tuyến được chọn dùng phải cơ bản là một linh kiện có đặc tính bình phương. Thí dụ diode

$a_n$ trong phương trình (4.14) phải có tính chất:

$a_n << a_2$ , Với $n > 2$

Có vài điều cần nói thêm về sự phi tuyến. Nếu các số hạng ứng với n = 1 và n = 2 trong chuỗi chiếm ưu thế (biên độ lớn) thì kết quả là sóng TCAM. Hơn nữa, Nếu $a_n$ nhỏ quá ( với n > 2 ), sóng AM vẫn có nếu làm cho s(t) thật nhỏ. Vậy $s^n(t) << s(t)$ với n > 1, và TCAM vẫn còn chiếm ưu thế. Đây là một trường hợp không mong muốn, vì biên độ của sóng quá nhỏ.

* Các diode bán dẫn có đặc tuyến rất giống với luật bình phương ( trong vùng hoạt động của nó ).

Sơ đồ khối của một mạch biến điệu cân bằng (balance modulator) vẽ ở hình 4.21. Hệ nầy cộng sóng mang cos2 fCt với tín hiệu chứa tin s(t), sau đó đưa chúng vào linh kiện phi tuyến ( bình phương ). Sự vận hành cũng được lặp lại với -s(t) . Mạch tổng sẽ lấy hiệu sô của 2 tín hiệu ra, làm loại bỏ số hạng của lủy thừa lẻ trong khai triển (4.14). Ví dụ, xem số hạng lủy thừa 3.

Khi khai triển [s(t)+cos2 fCt]3, Số hạng phủ lên băng tần của sóng AM là s2(t)cos2 fCt. Số hạng nầy không đổi dấu khi -s(t) được thay vào s(t). Như vậy tại mạch tổng (thực ra là trừ ) chúng sẽ triệt nhau. Số hạng mà ta muốn lấy, s(t).cos2 fCt , sẽ đổi dấu khi -s(t) được thay cho s(t). Vậy mạch sẽ làm tăng đôi biên độ tín hiệu.

Ta cũng nhớ rằng, khi số hạng bậc một bị triệt, nên tín hiệu ra của khối biến điệu cân bằng là SC AM. ( Biến điệu AM sóng mang bị nén ).

Mạch điện thực tế của biến điệu bình phương vẽ ở hình 4.22. Đây là mạch transistor kiểu E chung. Mạch dùng sự phi tuyến của transistor để tạo nên tích của tín hệu với sóng mang. Mạch được điều hợp ở chân C, lọc bỏ những họa tần không mong muốn.

[missing_resource: .png]

s(t)

[missing_resource: .png]

SQRSQRSQRSQRHình 4.21: Khối biến điệu AM cân bằng

Hình 4.22: Mạch biến điệu bình phương

Các mạch biến điệu bình phương thực tế dễ thiết kế đến độ ngạc nhiên! Thực vậy, Chúng thường hiện hữu ngoài ý muốn. Các sản phẩm của sự biến điệu xuất hiện trong mạch điện một khi các linh kiện điện tử bị đưa vào vùng hoạt động phi tuyến. Vì vậy, người ta thường cố ngăn ngừa một mạch hoạt động như một mạch biến điệu không mong muốn.

Hình 4.23 là mạch của một máy phát AM biến điệu ở chân C. Chỉ cần thay đổi điện thế tức thời đặt vào chân B của Transistor do sự biến đổi biên độ của tín hiệu trong tin s(t). Sóng xuất hiện tại đỉnh của mạch điều hợp ở chân C là tổng của VCC và tín hiệu s(t). Như vậy, cơ bản ta đã làm thay đổi điện thế tức thời do biên độ của s(t) thay đổi.

Ngõ ra của mạch lạ một lọc BPF, nhằm giảm thiểu các họa tần sinh ra do sự họat động phi tuyến của transistor.

[missing_resource: graphics38.png]

Hình 4.23: Mạch phát AM biến điệu ở chân C

## Các khối hoàn điệu ( Demodulators)

Ta đã nói từ trước rằng s(t) sẽ được hồi phục từ sm(t), bằng cách hoàn điệu cho sm(t) và sau đó cho tín hiệu qua một lọc LPF. ( loai sóng mang ).

Hình 4.24 là sơ đồ khối của một mạch hoàn điện đồng bộ (Synchronous Demodulator) hay hoàn điệu kết hợp. Gọi như vậy vì mạch dao động tạo sC(t) được đồng bộ hóa về cả tần số và pha với sóng mang được thu.

[missing_resource: .png]

S(f)fm-fm1G(f)fm-fm1/21/41/4-2fc2fcffHình 4.24: Hoàn điệu AM

Vì mạch nhân của hình vẽ nhìn không khác với mạch nhân dùng trong mạch biến điệu, ta có thể tiên đoán những cải biến của mạch biến điệu cổng và bình phương có thể áp dụng được ở đây.

Có hai loại hoàn điệu đồng bộ

**Hoàn Điệu Cổng:**

[missing_resource: graphics39.png]

Trước hết, hãy khảo sát sự dùng mạch biến điệu cổng để hoàn điệu một sóng DSBSCAM:

Hình 4.25: Hoàn điệu cổng

P(t) là một hàm cổng gồm một chuỗi xung tuần hoàn biên độ đơn vị.

P(t) = a0 +

[missing_resource: graphics40.wmf]

an cos2 nfCt

Vậy tín hiệu vào của LPF là:

sm(t) P(t) = s(t) cos2 fCt

[missing_resource: graphics41.wmf]

= a0 s(t) cos2 fCt +

[missing_resource: graphics42.wmf]

[missing_resource: graphics43.wmf]

(4.15)

Quan tâm đến thành phần bậc 1:

sm(t).P(t) = a0.s(t).cos2 fct + a1.s(t).cos22 fct
[missing_resource: graphics44.wmf]

Vậy output của LPF cho bởi:

so(t) = $\frac{1}{2}$a1s(t)

Và sự hoàn điệu được hoàn tất.

1. Ta đã nói về hoạt động của hoàn điệu cổng cho một sóng AM SC. Bây giờ, nếu ta thay A + s(t) cho s(t) trong phương trình (4.15) ( trường hợp TCAM). Ta sẽ thấy rằng hoàn điệu cổng sẽ tạo ra một tín hiệu ra.

so(t) = $\frac{1}{2}$a1[A + s(t)]

Biểu thức trình bày tín hiệu chứa tin gốc bị dời bởi một hằng. Nếu hệ chứa linh kiện liên lạc ac, hằng sẽ không suất hiện ở output. Nếu tất cả mạch khuếch đại trong hệ liên lạc dc, ta có thể loại bằng cách dùng một tụ nối tiếp tương đối lớn, để nó nạp đến trị trung bình của tín hiệu.

Ta giả sử trị trung bình của tin s(t) là zero. Nếu nó không đúng, sự loại bỏ hằng cũng sẽ loại vài tín hiệu khác. May mắn, hầu hết s(t) đều có trị dc là zero.

**Hoàn Điệu Bình Phương:**

Ta khảo sát hiệu quả của việc cộng sóng AM vào một sóng mang thuần túy, rồi sau đó bình phương tổng:

[sm(t) + A cos2 fCt ]2(4.16)

Trước hết, hãy xem trường hợp sóng mang bị nén SCAM. Phương trình (4.16) trở nên:

sm(t) = s(t). Cos2 fCt

[missing_resource: graphics45.wmf]

= cos22 fCt + [s(t) + A]2

=

[missing_resource: graphics46.wmf]

(4.17)

- Số hạng thứ nhì là một sóng AM xung quanh một sóng mang tần số 2fC. Vậy có thể tách nó ra dể dàng bằng một lọc LPF.

- Số hạng thứ nhất có thể khai triễn:

s2(t) + A2 + 2A s(t).

Nhưng tần số chứa s2(t) phủ với s(t), và chúng không thể tách ra. Tuy nhiên, giả sử rằng ta đã dùng một lọc LPF để tách tất cả số hạng

[missing_resource: graphics47.wmf]

ra khỏi thành phần có tần số 2fc .

Nhớ là lọc nầy phải cho qua những tần số lớn đến 2fm. Vậy ta đã hồi phục bình phương của tổng của A và s(t). Ta sẽ lấy căn bậc 2 của nó để có: [missing_resource: graphics48.wmf]

.

A* Sự lấy suất của một tín hiệu sẽ đưa đến một dạng méo. Thí dụ, tín hiệu là một hình sin thuần, suất của nó có dạng sóng sin chỉnh lưu 2 bán kỳ với tần số cơ bản gấp đôi tần số gốc. Tín hiệu chỉnh lưu không chỉ chứa một tần số đơn, mà bao gồm nhiều họa tần. [ nếu ta nghe nó ở loa, sóng sin gốc sẽ cho một tông thuần, trong lúc sóng sin chỉnh lưu 2 bán kỳ sẽ cho một tông sè - Thành phần họa tần - cao hơn một bát độ ]. Nếu tín hiệu gốc là một hổn hợp nhiều tần số, sự méo sẽ nghiêm trọng hơn.

B* Nhưng giả sử A đủ lớn sao cho s(t) + A không bao giờ có trị âm, thì

[missing_resource: graphics49.wmf]

sẽ bằng s(t) + A. Khi đó, ta đã hoàn điệu được. Nghĩa là sóng mang được thêm vào ở máy thu để hoàn điệu phải có biên độ lớn hơn hay bằng trị âm

tối đa của s(t).

Bây giờ ta xem việc hoàn điệu sóng TCAM. Trong việc hoàn điệu, cần thiết phải tạo lại một bản sao hoàn chỉnh của sóng mang. Điều nầy khó thực hiện, trừ khi sóng AM chứa một số hạng tuần hoàn có tần số bằng tần số sóng mang. Điều nầy tự nhiên đưa ta đến việc phải dùng TCAM. Thực vậy, phương trình (4.16) là kết quả từ việc bình phương sóng TCAM thu được mà không cần cộng thêm một sóng mang địa phương (nội local) (tại máy thu ).

[missing_resource: .png]

s(t)Hình 4.26: Khối hoàn điệu bình phương cho TCAM.

Hình 4.26 là khối hoàn điệu cho TCAM. Biên độ sóng mang A đủ lớn để làm cho A + s(t) không âm.

C* Đối với sóng SCAM, cần phải thêm mạch tạo (bản sao của) sóng mang tại máy thu. Bản sao nầy cần được đồng bộ hóa với sóng mang thu được ( phù hợp về tần số và pha). Thường máy thu có một mạch dao động nội để thực hiện việc này.

Ta hãy xem hậu quả của sự không phù hợp về tần số và pha. Giả sử mạch dao động nội hình 4.24 bị lệch tần bởi  f và lệch pha bởi   . Khi đó, output của mạch nhân là:

sm(t) cos [ 2  (fC+ f )t + A  ]

= s(t) cos2 fCt cos [ 2  (fC+ f )t + A  ]

= s(t)

[missing_resource: graphics50.wmf]

(4.18)

Đây cũng là input của LPF của khối tách sóng đồng bộ, output của nó là:

s0(t) = s(t)

[missing_resource: graphics51.wmf]

(4.19)

( Số hạng thứ nhì của (4.18) có thành phần tần số 2fC +  f nên bị loại )

Biểu thức (4.19) cho thấy một tín hiệu là s(t) nhân với một hàm Sinusoide tại tần số  f Hertz. Ta giả sử  f nhỏ, vì ta cố làm cho nó   0. Định lý biến điệu chỉ rằng so(t) có một biến đổi F với các tần số trong khoảng đến fm +  f . Dù LPF được thiết kế để chỉ cho qua các tần số lớn đế fm , nhưng nó vẫn cho qua toàn bộ fm +  f ,vì  f << fm

Giả sử ta có thể làm phù hợp về tần số chính xác rồi, chỉ còn khác pha. Phương trình (4.19) trở thành:

so(t) = s(t)

[missing_resource: graphics52.wmf]

(4.20)

Đó là một phiên bản không méo của s(t).

Khi      900, output sẽ zero.

**Sự Hồi Phục Sóng Mang Trong TCAM.**

Ta đã thấy, sự hoàn điệu đồng bộ cần phải có sự thích hợp hoàn hảo về tần số và sự sai pha không đến 900. Sự thích hợp tần số chỉ có thể nếu sóng AM có chứa một thành phần tuần hoàn tần số bằng với sóng mang. Đó là, ảnh F

của sóng AM nhận được ở máy thu phải có một xung lực tại tần số của sóng mang. Đây là trường hợp của TCAM.

Tín hiệu thu được có dạng:

sm(t) = s(t) cos2 fCt + A cos2 fCt

Một cách để trích sóng mang từ sóng biến điệu là dùng một lọc dãy thông thật hẹp điều hợp với tần số sóng mang. Ở trạng thái thường trực, tất cả số hạng cũa sóng mang sẽ đi ngang qua lọc nầy, trong khi chỉ có 1 phần của sóng biến điệu qua đó mà thôi. Biến đổi F của tín hiệu ra của lọc là:

so(f)=

[missing_resource: graphics53.wmf]

[S(f - fC) + S(f + fC) + A (f + fC) + A (f - fC)].

Với khoảng các tần số trong dãy thông của lọc,

fC -

[missing_resource: graphics54.wmf]

<

[missing_resource: graphics55.wmf]

< FC +

[missing_resource: graphics56.wmf]

Lấy F -1:

so(t) = A cos2 fCt +

[missing_resource: graphics57.wmf]

cos2 fCt + df (4.21)

Tích phân của phương trình (4.21) giới hạn bởi:

[missing_resource: graphics58.wmf]

Smax (f)BW.

Vậy:

- Một mạch lọc với khổ băng thật hẹp sẽ chỉ cho qua số hạng thứ nhất, ( thành phần sóng mang thuần túy ).

[missing_resource: graphics59.png]

Hình 4.27: Sự hồi phục sóng mang dùng BPF trong TCAM.

So phaVCOv0(t)InputHồi tiếpTín hiệu chuẩn



Một cách khác để hồi phục sóng mang là dùng vòng khóa pha (phase - lock loop). Vòng khóa pha sẽ khóa thành phần tuần hoàn ở input để tạo nên một sinusoide có tần số sóng mang.

Hình 4.28: Vòng khóa pha

Hình 4.29: Hồi phục sóng mang trong TCAM bằng PLL

**Tách Sóng Không Kết Hợp ( Incoherent Detection ):**

Các khối hoàn điệu đã nói ở trên cần phải tạo lại sóng mang ở máy thu. Vì tần số sóng mang phải chính xác và pha phải đúng phối hợp ( matched ) đúng tại bộ phận tách sóng, nên sóng mang từ đài phát xem như là một thông tin chính xác về thời gian (timing information) cần phải được truyền ( đến máy thu ). Vì lý do đó, các khối hoàn điệu trên gọi là tách sóng kết hợp ( Incoherent Detection ).

Nhưng nếu thành phần ( số hạng ) sóng mang đủ lớn trong TCAM, ta có thể dùng kiểu tách sóng không kết hợp. Trong đó, không cần phải tạo lại sóng mang.

Giả sử độ sóng mang đủ lớn sao cho A + s(t) > 0. Hình 4.30. Ta đã biết, hoàn điệu bình phương thì hiệu quả cho trường hợp nầy.

[missing_resource: graphics61.png]

Hình 4.30: TCAM với A + s(t) > 0

Ta nhắc lại, như hình 4.26, output của khối bình phương:

[A + s(t)]2 cos22 fCt =

[missing_resource: graphics62.wmf]

[missing_resource: graphics63.wmf]

Output của LPF ( cho qua những tần số lên đến 2fm) là:

s(t) =

[missing_resource: graphics64.wmf]

Nếu bây giờ ta giả sử rằng A đủ lớn sao cho A + s(t) không bao giờ âm, thì output của khối căn hai là:

so(t) = 0,707[ A + s(t) ]

Và sự hoàn điệu được hoàn tất

[missing_resource: .png]

s(t)Hình 4.31: Tách sóng bình phương

**Tách sóng chỉnh lưu:**

Khối bình phương có thể được thay bằng một dạng phi tyến khác. Trường hợp đặc biệt, xem mạch tách sóng chỉnh lưu ( Rectifier Detection ) như hình 4.31.

Chỉnh lưuLPFsm(t)s1(t)-fmfm

[missing_resource: .wmf]

Hình 4.31: Bộ tách sóng chỉnh lưu.

Xem một sóng DSBTCAM:
[missing_resource: graphics65.wmf]

Mạch chỉnh lưu có thể là nữa sóng hoặc toàn sóng.

Ta xem loại mạch chỉnh lưu toàn sóng ( Full - Wave Rect ) Chỉnh lưu toàn sóng thì tương đương với thuật toán lấy trị tuyệt đối. Vậy tín hiệu ra của khối chỉnh lưu là:

$s_1(t) = \; A + s(t) \; \cos 2 \; f_C t$

Vì đã giả sử A + s(t) không âm, ta có thể viết:

$s_1(t) =$

[missing_resource: graphics66.wmf]

$\cos 2 \; f_C t$

Trị tuyệt đối của cosine là một sóng tuần hoàn, như hình 4.32.

[missing_resource: .png]

[missing_resource: .wmf]

Hình 4.32

Tần số căn bản của nó là $2f_C$. Ta viết lại $s_1(t)$ bằng cách khai triển F :

$s_1(t) = [\, A + s(t) \,] \, [\, a_o + a_1 \cos 4 \; f_C t + a_2 \cos 8 \; f_C t + a_3 \cos 12 \; f_C t + .... \,]$

Vậy output của LPF là:

$s_o(t) = a_o \, [\, A + s(t) \,]$

Và sự hoàn điệu đã hoàn tất.

* Bây giờ, ta hãy xem cơ chế mà khối tách sóng trên đã hồi phục lại sóng mang. Hình 4.33 chỉ rằng sự chỉnh lưu toàn sóng thì tương đương với phép nhân sóng với một sóng vuông. (tại tần số fC ). Đó là tiến trình lấy trị tuyệt đối của phần âm của sóng mang. Nó tương đương với sự nhân cho -1. Vậy, mạch chỉnh lưu không cần biết tần số sóng mang chính xác, mà chỉ thực hiện một thuật toán tương đương với nhân cho một sóng vuông ( có tần số chính xác bằng fC ) và pha của sóng mang thu được.

Có thể xem đây như một bài tập, chứng tỏ rằng một mạch tách sóng đồng bộ có thể hoạt động bằng cách nhân sóng với một ham cosine ( tần số fC ) hoặc với một sóng vuông có tần số fC.

[missing_resource: graphics67.png]

Hình 4.33: Chỉnh lưu toàn sóng tương đương với phép nhân 1 sóng vuông.

**Tách Sóng Bao Hình. (Envelope Detection)**

Tách sóng cuối cúng mà ta khảo sát ở đây là đơn giản nhất. Xem dạng sóng TCAM ở hình 4.34.

Nếu A + s(t) không bao giờ âm, đường biên trên hay bao hình của sóng AM thì chính xác bằng với A + s(t). Nếu ta thiết lập một mạch để lấy đường biên nầy, ta đã thực hiện một mạch tách sóng bao hình.

* Trước hết, xem một mạch tách sóng đỉnh ( peak detector ) như hình 4.35

[missing_resource: graphics68.png]

Hình 4.34: Dạng sóng TCAM với A < a

Sự phân tích mạch tách sóng đỉnh dựa vào 2 quan sát: (1) input không thể lớn hơn output ( với một diode lý tưởng ). Và (2) output không bao giờ giảm với t. Quan sát thứ nhất đúng, vì nếu input vượt quá output thì diode có thêm một

điện thế dương phân cực thuận. Quan sát thứ 2 do sự kiện là tụ không có đường xã điện. Nên output luôn luôn bằng với trị đỉnh của input trước thời điểm đó.

[missing_resource: graphics69.png]

Hình 4.35: Tách sóng đỉnh

* Bây giờ nếu ta đấu thêm một điện trở xã điện cho tụ. Mạch ở hình 4.36 là mạch tách sóng bao hình. Output sẽ có dạng expo giữa các đỉnh. Nếu chọn lựa thời hằng RC thích hợp, thì output sẽ xấp xĩ với bao hình. Và mạch tác động như một mạch tách sóng. Output có chứa sóng dư ( tần số fC) nhưng điều đó không hề gì, vì ta chỉ quan tâm đến những tần số dưới tần số fm.



Hình 4.36: Tách sóng bao hình

Thời hằng RC phải ngắn sao cho bao hình có thể vạch những thay đổi trị đỉnh của sóng AM . Các đỉnh cách nhau tại những khoảng bằng với tần số sóng mang, trong lúc chiều cao thì theo biến đổi của biên độ của s(t).

Ta xem trường hợp s(t) là một hàm sin thuần ( tần số fC). Nó sẽ có khả năng thay đổi trị đỉnh nhanh nhất. Tại tần số nầy, các đỉnh thay đổi từ một trị max đến min trong

[missing_resource: graphics71.wmf]

fm sec. Mạch cần 5 lần thời hằng để đạt 0,7% trị cuối cùng của nó. Vậy nếu ta đặt thời hằng RC đến 10% của

[missing_resource: graphics72.wmf]

, Thì mạch tách sóng bao hình có thể hoạt động ở tần số cao nhất. Ví dụ, với fm = 5kHz, thời hằng sẽ chọn là

[missing_resource: graphics73.wmf]

m sec. ( hoặc 20  s).

**Biến điệu và Hoàn điệu bằng IC**

Các mạch biến điệu và hoàn điệu có thể dùng IC. Các IC nầy có chứa những mạch khuếch đại Visai để đưa vào vùng bảo hòa hoặc để mô phỏng một giao hoán điện tử. ( Electronnic Commulator ).

- Hình 4.37, IC MC1496 được sử dụng như một biến điệu TCAM. Mạch tương tự có thể dùng để phát ra SCAM, bằng cách chọn lại trị số các điện trở trong mạch hiệu chỉnh sóng mang.

- Hình 4.38, cũng dùng chip nầy để hoàn điệu cho TCAM. Sóng mang trong mạch được thúc bằng cách thúc tần khuếch đại cao tần vào vùng bảo hòa. Như vậy, output của tần nầy giống như một sóng vuông tại tần số fC. Sóng mang nầy được đưa vào một trong những ngỏ vô của MC 1496. Ngỏ ra phải là LPF, để hồi phục tín hiệu chứa thông tin.

[missing_resource: graphics74.wmf]

Hình 4.37: Biến điệu AM

[missing_resource: graphics75.wmf]

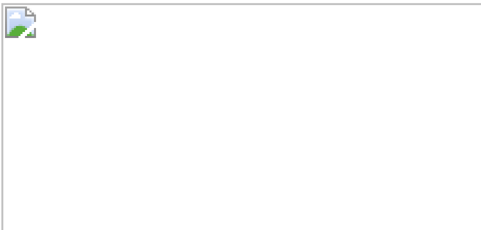
Hình 4.38: Hoàn điệu cho TCAM

## TRUYỀN MỘT BĂNG CẠNH (SINGLE SIDEBAND) SSB:

Trong các hệ thống AM mà ta đã nói ở trên, khoảng tần số cần thiết để truyền tín hiệu là băng giữa fC - fm và fC + fm khổ băng tổng cộng là 2fm

Trong việc khai thác các đài phát AM, người ta xem tầng phổ như là “ tài nguyên thiên nhiên “. Việc bảo quản cho nó là một chỉ tiêu quan trọng. Nếu khổ băng cần thiết cho mỗi kênh rộng quá, Thì số đài phát sóng cùng một lúc sẽ ít đi. Ta tìm một phương pháp có thể gởi thông tin mà khổ băng thì nhỏ hơn 2fm.

Truyền một băng cạnh là kỷ thuật cho phép truyền phân nữa khổ băng cần thiết cho AM hai băng cạnh.



Hình 4.39: Định nghĩa các cạnh băng

Hình 4.39 định nghĩa các băng cạnh. Phần của sm(t) nằm trong băng trên sóng mang gọi là băng cạnh trên ( upper - sideband ). Và phần ở dưới sóng mang gọi là băng cạnh dưới (lower - sideband). Một sóng AM 2 băng cạnh thì bao gồm cả băng cạnh trên và băng cạnh dưới.

Ta có thể dùng các tín chất của biến đổi F để chứng tỏ rằng 2 băng cạnh nầy phụ thuộc lẫn nhau. Biến đổi F của sóng AM được tạo nên bằng cách dời ( shifting ) S(f) lên và xuống, như đã biết. Băng cạnh dưới tạo nên do phần f âm của S(f); và băng cạnh trên do phần f dương của S(f). Ta giã sữ

rằng tín tức s(t) là một hàm thực. Vậy suất của S(f) thì chẵn và pha thì lẽ. Phần f âm có thể suy từ f dương bằng cách lấy phức liên hợp.

Tương tự, băng cạnh dưới của sm(t) có thể suy từ băng cạnh trên. Vì các băng cạnh không độc lập, ta có thể truyền tất cả các thông tin cơ bản bằng cách gửi đi chỉ một băng cạnh.

[missing_resource: graphics77.png]

Hình 4.40: Biến đổi F của các băng cạnh

Hình 4.40 chỉ biến đổi F của băng cạnh trên và băng cạnh dưới của sóng AM, lần lượt ký hiệu là susb(t) là slsb(t). Sóng AM 2 băng cạnh là tổng của 2 băng cạnh.

sm(t) = susb(t) + sLsb(t) (4.22)

Vì sóng SSB chỉ chiếm một phần của băng tần bị chiếm bỡi sóng DSB, nó thỏa 2 yêu cầu của một hệ biến điệu. Đó là, băng cạnh chọn tần số sóng mang riêng, ta có thể chuyển sóng biến điệu thành một khoản tần số, mà ở đó truyền đi một cách hiệu qủa. Ta cũng có thể dùng những băng khác nhau cho những tín hiệu khác nhau (tức fc khác nhau). Nên, cùng lúc có thể truyền đi nhiều tín hiệu (đa hợp).

Chỉ còn một vấn đề cần chứng tỏ. Đó là, thông tin gốc có thể được hồi phục từ sóng được biến điệu SSB. Và sóng biến điệu có thể được tạo ra bởi các mạch tương đối đơn giãn. Vậy ta xét đến các khối biến điệu và hoàn điệu.

**khối biến điệu cho ssb:**

Vì băng cạnh trên và băng cạnh dưới tách biệt về tần số, các mạch lọc có thể dùng để chọn băng cạnh mong muốn. Hình 4.41, chỉ khối biến điệu cho băng cạnh dưới (LSB). Có các cách để tạo băng cạnh trên (USB). Ta có thể hoặc thay đổi dãy thông của lọc BPF để chỉ nhận USB, hoặc có thể lấy hệ số giữa DSB và LSB.

[missing_resource: .png]

Hình 4.41: Khối biến điệu cho LSB, SSB

[missing_resource: .png]

Hình 4.42: Khối biến điệu cho USB, SSB

Các mạch lọc ở 2 hình bên phải thật chính xác, vì không có dãy tần bảo vệ nào giữa băng cạnh trên và băng cạnh dưới.

* Một phương pháp khác tạo ra SSB. Sơ đồ khối vẽ ỡ hình 43 ( dùng LSB - SSB ). Giã sữ s(t) là một Sinusoide thuần túy. Với trường hợp đơn giản nầy, sự phân tích chỉ cần đến lượng giác.

S(t) = cos2 fCt

Sóng DSB Amcó dạng:

sm(t) = cos2 fCt + cos2 fCt

=

[missing_resource: graphics78.wmf]

(4.23)

Sự nhận dạng các băng cạnh trong trường hợp đơn giãn nầy thật rỏ ràng: Số hạng thứ nhất là băng cạnh dưới, số hạng thứ nhì là băng cạnh trên.

[missing_resource: graphics79.png]

Hình 4.43: Biến điệu cho LSB, SSB

Bây giờ ta khai triển băng cạnh dưới:

sLsb(t) =

[missing_resource: graphics80.wmf]

=

[missing_resource: graphics81.wmf]

(4.24)

Vậy ta có thể thấy tại sao sơ đồ khối hình 4.43 có thể tạo ra LSB. Số hạng thứ nhất của phương trình (4.24) là sóng DSB AM. Số hạng thứ nhì có được là do sự dời pha 900 cho mỗi sóng Cosine.

Sơ đồ trên đây có thể cải biến để tạo ra băng cạnh trên (USB). Chỉ cần thay bộ phận tổng bằng một bộ phận lấy hiệu số hai outputs của 2 mạch nhân.

khối hoàn điệu cho ssb:

Khối hoàn điệu đồng bộ hình 4.44 có thể dùng để hoàn điệu SSB

[missing_resource: .png]

SSBHình 4.44: Hoàn điệu đồng bộ

* Về phương diện tần số, ta đã biết sự nhân cho một Sinusoide sẽ làm dời tần biến đổi F cả chiều lên và chiều xuống.

- Hình 4.45, chỉ biến đổi F của susb(t) khi nhân nó với một Sinusoide tại tần số fC.

[missing_resource: .png]

SUSB(f)- Hình 4.46, chỉ kết quả tương tự đối với tín hiệu sLsb(t). Trong cả 2 trường hợp, một lọc LPF sẽ hồi phục lại bản sao của tín hiệu chứa thông tin gốc.

Hình 4.45: Biến đổi F của hoàn điệu USB và SSB

2fc-2fcfc-fc

[missing_resource: .wmf]

SLSB(f)Hình 4.46: Biến đổi F của hoàn điệu LSB và SSB

* Về phương diện thời gian ta thấy:

fSSB(t) cos2 fCt =

[missing_resource: graphics82.wmf]

(4.25)

Dấu + cho LSB và dấu - cho USB. Khai triển lượng giác

=

[missing_resource: graphics83.wmf]

(4.26)

Output của LPF (với một input như vậy ) sẽ là s(t)/4

Và ta đã hoàn tất được sự hoàn điệu.

* Ghi chú: Ŝ(t) là biến đổi Hilbert của s(t)

Ŝ(t) =

[missing_resource: graphics84.wmf]

Và

[missing_resource: graphics85.wmf]

s(t)

- Biến đổi Hilbert của một hàm thời gian có được bằng cách quay tất cả thành phần tần số đi một góc 900.

Ví dụ: s(t)= cos(2 fCt+ ) Ŝ(t)= sin(2 fCt+ )

## BIẾN ĐIỆU AM TRỰC PHA:

Ta đã chứng tỏ rằng những tín hiệu không phủ nhau về tần số và thời gian thì có thể tách ra khỏi nhau. DSBAM giữa sự tách biệt về tần số và thời gian thì có thể tách biệt tần số để các kênh không bị giao thoa với nhau. Nhưng nó phải cần dùng khổ băng rộng gấp đôi SSBAM.

Tuy nhiên, trong trường hợp 2 tín hiệu DSBAM được gửi đi đồng thời mà có tần số và thời gian phủ nhau, chúng vẫn có thể tách ra tại máy thu. Thực vậy, biến điệu biên độ trực pha sẽ thực hiện được việc ấy. ( Quadrature Amplitude Modulation QAM ) .

[missing_resource: graphics86.png]

Hình 4.47: Máy thu QAM

Giả sử, có 2 tín hiệu s1(t) và s2(t) có tần số giới hạn nhỏ hơn fm. Hai tín hiệu nầy biến điệu 2 sóng mang có tần số bằng nhau.

s1m(t) = s1(t).cos2 fCt

s2m(t) = s2(t).sin2 fCt

Tổng của 2 sóng:

AM = sm1(t) + sm2(t) = s1(t). cos2 fCt + s2(t).sin2 fCt

Mặc dù hai sóng phủ lên nhau, nhưng chúng có thể tách ra bởi máy thu như hình vẽ trên.

- Tín hiệu ngỏ vào LPF1:

sa(t) = [s1(t) cos2 fCt + s2(t) sin2 fCt].cos2 fCt

= s1(t).cos22 fCt + s2(t).sin2 fCt.cos2 fCt

=
[missing_resource: graphics87.wmf]

[s1(t)+ s1(t) cos4 fCt + s2(t) sin4 fCt]

Mạch lọc LPF1 sẽ chỉ cho qua số hạng thứ nhất, là s1(t)/2

- Tín hiệu ở ngỏ vào LPF2:

sb(t) = s1(t) cos2 fCt.sin2 fCt + s2(t) sin22 fCt

=
[missing_resource: graphics88.wmf]

[s1(t) sin4 fCt + s2(t) - s2(t) cos4 fCt]

Ngỏ ra của LPF1 là số hạng thứ hai, s2(t)/2

## BIẾN ĐIỆU BĂNG CẠNH SÓT ( VESTIGIAL SIDEBAND ) VSB.

Biến điệu SSB có lợi hơn DSB về mặt sử dụng tần số. Đó là SSB chỉ dùng phân nữa khổ băng cần thiết tương ứng của DSB. Nhưng SSB có bất lợi là khó thiết kế một máy phát và một máy thu có hiệu quả. Một vấn đề nổi bật của SSB là việc thiết kế mạch lọc để loại bỏ một băng cạnh - Tính chất pha của mạch lọc sẽ tạo nên sóng dư. Việc nầy sẽ gây hậu quả xấu. Ví dụ,

trong truyền hình, khổ băng rộng hơn trong truyền thanh (tiếng nói). Sự méo pha tín hiệu video gây nên hiệu ứng offset lên hình ảnh được quét, ( tạo ra bóng ma )- mắt người rất nhạy với dạng méo như vậy (hơn là sự méo tương tự của tiếng nói).

Vậy ta có lý do để nói đến một kiểu biến điệu nằm giữa SSB và DSB. Đó là kiểu băng cạnh sót (VSB). [ Một băng cạnh bị loại trừ không hoàn toàn bởi mạch lọc để tránh méo ].

-fc+fcsm(f)-fc+fcH(f)-fc+fcSm(f).H(f)VSB có xấp xĩ cùng khổ băng tần với SSB và không khó thiết kế mạch hoàn điệu. Như tên gọi, VSB có chứa phần sót lại của băng cạnh thứ nhì (không loại bỏ hoàn toàn như SSB).

Hình 4.48: Biến điệu VSB

Mạch lọc được dùng cho VSB không giống như trong SSB - nó không chặt chẽ.

Hình 4.48 chỉ biến đổi của DSB, đặc tính mạch lọc và biến đổi của output.

Nếu SV(f) là biến đổi F của tín hiệu VSB, thì:

$SV(f) = Sm (f)H(f) = [ s(f + fC) + s(f - fC)]H(f)$ (4.27)

Output của bộ hoàn điệu đồng bộ có biến đổi:

S0(f) =

[missing_resource: graphics89.wmf]

$< fm$(4.28)

Thay (4.27) vào (4.28), ta tìm được:

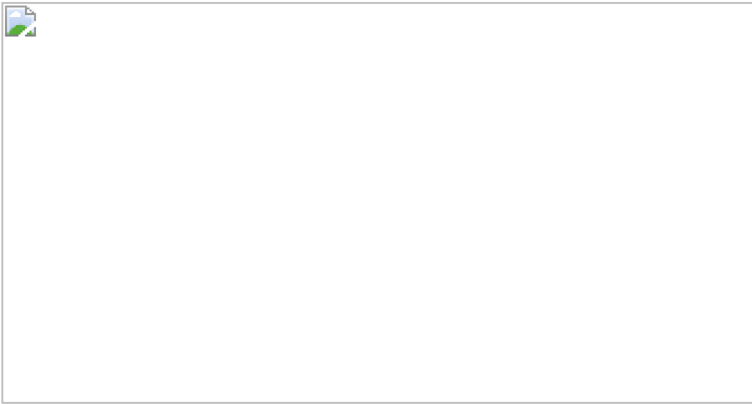
S0(f) =

[missing_resource: graphics90.wmf]

(4.29)

Phương trình (4.29) được dùng để đặt các điều kiện cho mạch lọc.

Tổng nằm trong [ ] được vẽ ở hình 4.49. Với một H(f) tiên biểu.



Hình 4.49: Lọc BPF cho VBS

Giã sữ rằng một số hạng sóng mang được cộng vào (TCAM). Sóng mang được truyền VSB có dạng

sv(t) + A cos2 fCt

Số hạng sóng mang này được rút ra tại máy thu bằng cách dùng hoặc một lọc băng rất hẹp hoặc một vòng khóa pha. Nếu số hạng sóng mang đủ lớn, có thể dùng tách sóng bao hình [ ta đã thấy điều đó ở SSB. Ở đó, sóng mang lớn hơn nhiều so với tín hiệu. Còn ở DSB, sóng mang chỉ cần lớn cùng cở với tín hiệu. Đối với VBS, Biên độ sóng mang thì nằm giữa 2 kiểu ấy ].

Khi cộng một sóng mang vào, hiệu suất sẽ giảm. Sự dễ dàng trong việc thiết kế một mạch tách sóng bao hình khiến hệ nầy được chọn dùng trong truyền hình.

## AM STEREO.

Ta chỉ giới thiệu những điểm chủ yếu về AM stereo. Sự phân giải sâu hơn cần đến những hiểu biết về biến điệu pha, mà ta sẽ nói ở chương 5.

Nguyên lý AM Stereo là gửi 2 tín hiệu audio độc lập trong khổ băng 10kHz nằm trong mỗi đài phát thanh thương mại. Những hiệu chỉnh cần thiết để có thể tương thích với các máy thu mono đang hiện hữu (nếu 2 tín hiệu biểu diển cho 2 kênh trái và phải, thì một máy thu mono phải hồi phục tổng của 2 tín hiệu nầy).

Nếu 2 tín hiệu kí hiệu là sL(t) và sR(t), tín hiệu tổng hợp có thể viết :

q(t) = sL(t) cos2 fCt + sR(t) sin2 fCt (4.30)

Nếu cả 2 tín hiệu sL(t) và sR(t) là tín hiệu aodio với tần số tối đa là 5kHz, q(t) chiếm dãy tần giữa fC - 5kHz đến fC+5KHz. ( khổ băng tổng cộng là 10kHz ).

Tín hiệu tổng hợp có thể viết lại như là một Sinusoide duy nhất:

q(t) = A(t) cos[2 fCt+ (t)](4.31)

Trong đó: A(t) =

[missing_resource: graphics92.wmf]

(t) = -tan-1
[missing_resource: graphics93.wmf]

Mạch tách sóng bao hình trong một máy thu mono sẽ tạo A(t). Đó là một phiên bản bị méo của tổng của 2 kênh và không cần cho yêu cầu tương thích.

Hình 4.50 Chỉ sơ đồ của khối biến điệu và hoàn điệu. Khối vẽ chấm chấm là một vòng khóa pha, được dùng để hồi phục sóng mang. Output của vòng khóa pha là cos(2 fCt-450)

Các hàm thời gian khác được ghi trong hình là:

s1(t) = (2 fCt - 450)

s2(t)= cos2  fCt

s3(t)= sin2  fCt

s4(t) = sL(t) cos22  fCt + sR(t) sin2  fCt + cos2  fCt

s5(t)= sL(t) sin2  fCt cos2  fCt + sR(t) sin22  fCt

s6(t)=

[missing_resource: graphics94.wmf]

s7(t)=

[missing_resource: graphics95.wmf]



=1/2sL(t)=1/2sR(t)

Hình 4.50: Hệ thống AM STEREO

Biến điệu góc

+ TẦN SỐ TỨC THỜI. + BIẾN ĐIỆU TẦN SỐ (FREQUENCY MODULATION). + BIẾN ĐIỆU PHA. + FM BĂNG HẸP (NARROW BAND FM). + PM BĂNG HẸP. + FM BĂNG RỘNG (WIDE BAND FM). + HÀM BESSEL. + KHỐI BIẾN ĐIỆU. + KHỐI HOÀN ĐIỆU. + FM STEREO. + SO SÁNH CÁC HỆ.

TẦN SỐ TỨC THỜI.

Xem một sóng mang chưa bị biến điệu

sC(t) = A cos(2  fCt +   )(5.1)

Nếu fC bị thay đổi tùy theo thông tin mà ta muốn truyền, sóng mang được nói là được biến điệu tần số. Còn nếu   bị làm thay đổi, sóng mang bị biến điệu pha. Nhưng nếu khi fC hay   bị thay đổi theo thời gian, thì sC(t) không còn là Sinusoide nữa. Vậy định nghĩa về tần số mà ta dùng trước đây cần được cải biến cho phù hợp.

Xem 3 hàm thời gian:

s1(t) = A cos 6  t(5.2a)

s2(t) = A cos (6  t +5)(5.2b)

s3(t) = A cos (2  t e-t )(5.2c)

Tần số của s1(t) và s2(t) rõ ràng là 3Hz. Tần số của s3(t) hiện tại chưa xác định. Định nghĩa truyền thống của ta về tần số không áp dụng được cho loại sóng này. Vậy cần mở rộng khái niệm về tần số để áp dụng cho những trường hợp mà ở đó tần số không là hằng.

Ta định nghĩa tần số tức thời theo cách có thể áp dụng được cho các sóng tổng quát. Tần số tức thời được định nghĩa như là nhịp thay đổi của pha.

Đặt s(t) = A cos   (t)
[missing_resource: graphics1.wmf]

(5.3)

fi : tần số tức thời, Hz. Nhớ là cả 2 vế của phương trình (5.3) có đơn vị là rad/sec.

Như vậy trong thí dụ trên, tần số tức thời của các tín hiệu đã cho lần lượt là 3Hz; 3Hz và e-t (1 - t) Hz.

Thí dụ 1: Tìm tần số tức thời của các sóng sau:
[missing_resource: graphics2.wmf]

Giải:

Sóng có dạng:

s(t) = cos[2 t g(t)](5.4)

Trong đó g(t) được biểu thị như hình 5.1.
[missing_resource: graphics3.wmf]

Hình 5.1

Tần số tức thời cho bởi:
[missing_resource: graphics4.wmf]

fi (t) được vẽ ở hình 5.2.

***SORRY, THIS MEDIA TYPE IS NOT SUPPORTED.*** Hình 5.2

Thí dụ 2. Tìm tần số tức thời của hàm sau đây:

s(t) = 10 cos2 [1000t + sin 10 t ]

Giải:

Ap dụng định nghĩa để tìm:
[missing_resource: graphics5.wmf]

fi được vẽ ở hình 5.3.

***SORRY, THIS MEDIA TYPE IS NOT SUPPORTED.*** Hình 5.3

## BIẾN ĐIỆU TẦN SỐ (FREQUENCY MODULATION).

Biến điệu FM được phát minh bởi Edwin Armstrong năm 1933 [cũng là người phát minh máy thu kiểu đổi tần (superheterodyne - siêu phách)]. Trong biến điệu FM, ta biến điệu tần số tức thời fi (t) bởi tín hiệu s(t). Và cũng vì để có thể tách biệt các đài với nhau, ta phải dời tần s(t) lên đến tần số sóng mang fC.

Ta định nghĩa biến điệu FM như là một sóng với tần số tức thời như sau:

fi (t) = fC + Kf s(t)(5.5)

Trong đó: fC là tần số sóng mang (hằng số) và Kf là hằng số tỷ lệ, thay đổi theo biên độ của s(t). Nếu s(t) tính bằng volt, Kf có đơn vị là Hz/v hoặc 1/v.sec .

Vì tần số là đạo hàm của pha, nên

(t) = 2

[missing_resource: graphics6.wmf]

fi ( )d = 2 [fCt + Kf
[missing_resource: graphics7.wmf]

s( )d ](5.6)

Giả sử điều kiện đầu bằng zero, sóng biến điệu có dạng:

fm(t) = A cos (t).

[missing_resource: graphics8.wmf]

(5.7)

Nhớ là, nếu đặt s(t) = 0, phương (5.7) sẽ thành một sóng mang thuần túy.

Td . Vẽ sóng AMSC và FM cho các tín hiệu thông tin như hình 5.4.

Giải:

ts1(t)

[missing_resource: .png]

sm1(t)

[missing_resource: .png]

m1(t)

Hình 5.4

ts2(t)

[missing_resource: .png]

sm2(t)

[missing_resource: .png]

m2(t)

Hình 5.4

Tần số của  fm(t) thay đổi từ fC + Kf[min . s(t)] đến fC + Kf[max . s(t)].

Bằng cách làm cho Kf nhỏ một cách tùy ý, thì tần số của  fm(t) có thể được giữ một cách tùy ý xung quanh fC. Điều đó làm tiết giảm được khổ băng.

Nhớ là sự biến điệu thì không tuyến tính cho s(t). Nếu thay s(t) trong phương trình (5.7) bằng một tổng gồm nhiều tín hiệu thì sóng FM kết quả không là tổng của các sóng FM thành phần. Điều đó đúng, vì:

Cos (A + B)  cosA + cosB.

Ta chia biến điệu FM làm 2 nhóm; tùy thuộc vào cở của Kf. Với Kf rất nhỏ ta có FM băng hẹp; và Kf lớn ta có FM băng rộng.

## BIẾN ĐIỆU PHA.

Không có sự khác biệt cơ bản giữa biến điệu pha và biến điệu tần số. Hai từ ấy thường được dùng thay đổi cho nhau. Biến điệu một pha bằng một sóng thì cũng như biến điệu đạo hàm của nó (tần số) với sóng ấy.

Sóng biến điệu pha cũng có dạng:

pm(t) = A cos  (t).

Trong đó  (t) được biến điệu bởi s(t). Vậy:

(t) =2  [fCt + Kp s(t)](5.8)

Hằng số tỷ lệ Kp có đơn vị V-1. Sóng PM có dạng:

pm(t) = A cos 2  [fCt + Kp s(t)] (5.9)

Khi s(t) = 0, sóng PM trở thành sóng mang thuần túy.

Ta có thể liên hệ PM với FM bằng cách dùng định nghĩa của tần số tức thời:

fi (t) = fC + Kp

[missing_resource: graphics9.wmf]

(5.10)

Trông rất giống với (5.5), trường hợp của FM.

Thực vậy, không có sự khác biệt giữa việc biến điệu tần số một sóng mang bằng s(t) và việc biến điệu pha của cùng sóng mang đó bằng tích phân của s(t). Ngược lại không có gì khác nhau giữa việc biến điệu pha của một sóng mang bằng s(t) và biến điệu tần số cùng sóng mang ấy bằng đạo hàm của s(t).

Vì vậy, tất cả các kết quả sau đây thì chuyển dễ dàng giữa 2 loại biến điệu.

## FM BĂNG HẸP (NARROW BAND FM).

Nếu Kf rất bé, ta có thể dùng phép tính xấp xỉ để đơn giản phương trình của sóng FM.

[missing_resource: graphics10.wmf]

(5.11)

Để tránh việc lập lại nhiều lần, ta đặt g(t) là tích phân của tín hiệu chứa tin.

[missing_resource: graphics11.wmf]

(5.12)

Phương trình (5.11) trở nên:

fm(t) = A cos 2

[missing_resource: graphics12.wmf]

(5.13)

Dùng lượng giác, khai triển hàm cosine:

fm(t) = Acos2 fCt . cos2 Kf g(t) - A sin2 fCt . sin2 Kf g(t)(5.14)

Cosine của một góc bé  1. Trong khi sin của nó gần bằng chính nó.

Vậy, nếu Kf đủ nhỏ sao cho 2 Kf g(t) biểu diễn cho một góc rất nhỏ, ta có thể tính xấp xỉ phương trình (5.14):

fm(t)  Acos2 fCt - 2 A g(t) Kf sin2 fCt(5.15)

Phép tính này tuyến tính với g(t) và như vậy tuyến tính với s(t). Ta có thể tính biến đổi F của nó (với một ít khó khăn) như sau:

Biến đổi F của g(t) liên hệ với s(t) bởi:

G(f) =

[missing_resource: graphics13.wmf]

Lấy biến đổi F của (5.15):

[missing_resource: graphics14.wmf]

(5.16)

***SORRY, THIS MEDIA TYPE IS NOT SUPPORTED.*** Hình 5.5: Biến đổi F của sóng FM.

FM băng hẹp có 3 vấn đề:

- Tần số có thể tăng cao đến mức cần thiết để truyền đi có hiệu qủa, bằng cách điều chỉnh fC đến trị mong muốn.

- Nếu tần số sóng mang của nguồn tin lân cận cách nó ít nhất 2fm, thì các tín hiệu chứa những nguồn tin khác nhau có thể truyền cùng lúc trên cùng một kênh.

- s(t) có thể hồi phục từ sóng biến điệu. Và phần sau ta sẽ thấy, cùng một khối hoàn điệu có thể tách sóng cho FM trong cả 2 trường hợp Kf nhỏ và Kf lớn.

Khổ băng của sóng FM là 2fm, đúng như trường hợp AM hai cạnh. Thí dụ dùng tiếng huýt sáo (tối đa 5000Hz) để biến điệu một sóng mang. Giả sử sự dời tần tối đa là 1Hz. Như vậy, tần số tức thời thay đổi từ (fC - 1)Hz đến (fC + 1)Hz. Biến đổi F của sóng FM chiếm một băng giữa (fC - 5000)Hz và (fC + 5000)Hz.

Rõ ràng, tần số tức thời và cách thức mà nó thay đổi đã góp phần (cả 2) vào khổ băng của FM.

Gọi là "Băng hẹp" khi Kf nhỏ, là vì khi Kf tăng, khổ băng sẽ tăng từ trị tối thiểu 2fm.

## PM BĂNG HẸP.

Biến điệu pha bằng s(t) thì giống như biến điệu tần số bằng đạo hàm của s(t). Vì đạo hàm của s(t) chứa cùng khoảng tần số như s(t), nên khổ băng của PM băng hẹp cũng chiếm vùng tần số từ giữa fC - fm và fC + fm. Tức là khổ băng rộng 2fm.

Với FM băng hẹp, trị max của 2 kf g(t) là một góc rất nhỏ (Trong đó g(t) là tích phân của s(t)).

Với PM băng hẹp, 2 Kp s(t) phải là một góc rất nhỏ. Điều này cho phép tính xấp xỉ cosine và sine (số hạng thứ nhất trong chuỗi khai triển).

## FM BĂNG RỘNG (WIDE BAND FM).

Nếu Kf nhỏ không đủ để cho phép tính xấp xỉ như ở phần trên, ta có FM băng rộng. Tín hiệu được truyền

fm(t) = A cos 2

[missing_resource: graphics15.wmf]

(5.17)

Trong đó g(t) là tích phân của tín hiệu chứa tin s(t). Nếu g(t) là một hàm đã biết, biến đổi F của sóng FM sẽ tính được. Nhưng trong những trường hợp tổng quát, không thể tìm biến đổi F cho sóng FM, vì sự liên hệ phi tuyến giữa s(t) và sóng biến điệu. Những phân giải thực hiện trong phạm vi thời gian.

Ta giới hạn trong một trường hợp riêng, dùng tín hiệu mang tin là một Sinusoide thuần túy. Điều này cho phép dùng lượng giác trong phân giải.

S(t) = a cos 2 fmt

a: hằng số biên độ.

Tần số tức thời của sóng FM được cho bởi:

fi (t) = fC + aKf cos 2 fmt(5.18)

Sóng FM có dạng:

fm(t) = A cos

[missing_resource: graphics16.wmf]

(5.19)

Ta định nghĩa chỉ số biến điệu  :

[missing_resource: graphics17.png]

[missing_resource: graphics18.wmf]

,  : không đơn vị(5.20)

fm(t) = A cos (2 fCt +  sin2 fmt)

fm(t) = Re {A exp (j2 fCt +j  sin 2 fmt)}(5.21)

Hàm expo trong (5.21) phân thành một tích, trong đó thừa số thứ 2 có chứa tin. Đó là: expo (j  sin 2 fmt).

Đó là một hàm tuần hoàn, chu kỳ 1/fm.

Khai triển chuỗi F phức, tần số fm.

[missing_resource: graphics19.wmf]

(5.22)

Hệ số F cho bởi:

[missing_resource: graphics20.wmf]

(5.23)

Tích phân của (5.23) không tính được, nó hội tụ tại một trị giá thực. Trị giá thực là một hàm của n và  . Nó không phải là một hàm của fm. Tích phân được gọi là hàm Bessel loại một, ký hiệu Jn( ).

## HÀM BESSEL.

Hàm Bessel loại 1 là giải đáp của phương trình vi phân:

x2
[missing_resource: graphics21.wmf]

+ ( x2 - n2 ) y( x ) = 0

Mặc dù hàm Bessel được định nghĩa cho tất cả trị giá của n, ta chỉ quan tâm đến các số nguyên thực dương và âm.

Với những trị nguyên của n,

J-n(x) = (-1)n Jn(x).

Hình 5.6, vẽ Jn cho những trị của n = 0, 1 và 2. Nhớ là với x rất nhỏ, J0(x) tiến đến 1 trong lúc J1(x) và J2(x) tiến đến zero. ( Xem hình trang sau ).

Ta hãy xem hàm Bessel khi n trở nên lớn. Ta khảo sát một điểm đặc biệt trên các đường cong. Hình 5.7, vẽ Jn (10) là một hàm của n.

- Khi n âm, hàm trở nên dao động không tắt ( under damped oscillator ).

- Với những trị n dương, ta lưu ý đến tính đối xứng của phương trinh (5.23).

- Một quan sát quan trọng là, với n > 9, hàm Bessel tiến đến tiệm cận với zero. Thật vậy, với n cố định và   lớn, hàm Bessel có thể tính xấp xỉ bởi:

Jn ( )

[missing_resource: graphics22.wmf]

(5.24)

Trong đó  (n+1) là hàm Gamma.

[missing_resource: graphics23.png]

Hình 5.6: Hàm Bessel cho n = 0, 1 và 2.

Hàm Gamma tiến đến  với các suất lớn hơn 2. Thí dụ, trị giá của hàm Gamma ứng với các suất 2, 3, 4, 5 và 6 là 1, 2 , 6, 24 và 120. Vì hàm Gamma nằm ở mẫu số, có thể thấy rằng hàm Bessel giảm rất nhanh khi n tăng. Đó là một tính chất chính tắc để tim khổ băng của sóng FM.

[missing_resource: graphics24.png]

Hình 5.7: Jn (10) là một hàm của n.

Trở lại phương trình (5.23), ta thấy các hệ số Fourier được cho bởi: Cn = Jn ( ).

Và sóng FM trở nên:

fm (t) = Re

[missing_resource: graphics25.wmf]

(5.25)

Vì ej2 fct khônglà một hàm của n, ta đem vào dấu tổng:

fm (t) = Re

[missing_resource: graphics26.wmf]

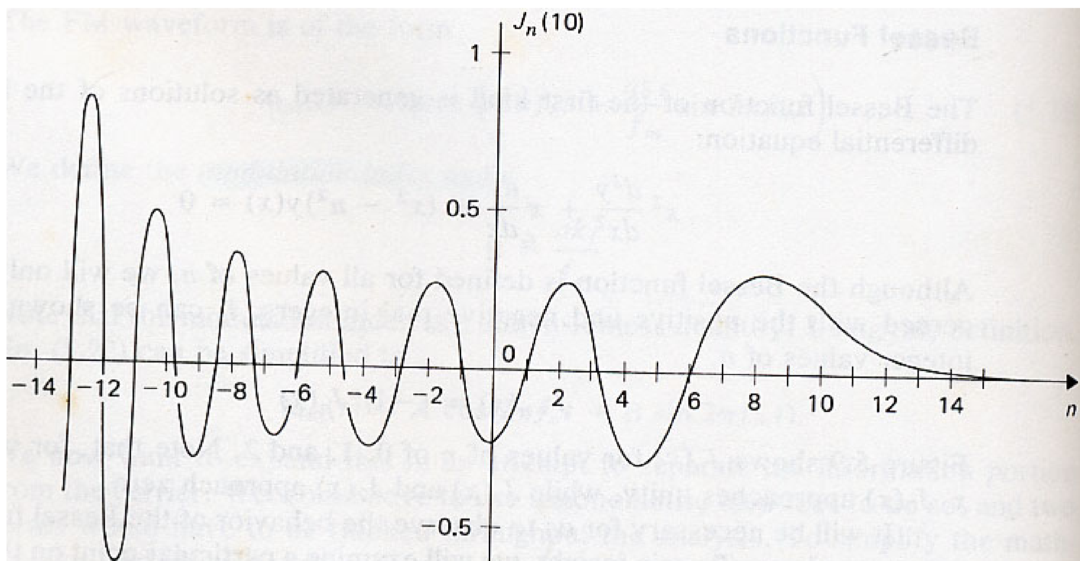
Và lấy phần thực:

fm (t) = A

[missing_resource: graphics27.wmf]

(5.26)

Ta đã rút gọn sóng FM thành tổng của các Sinusoids. Biến đổi F của tổng này là một chuỗi xung lực.




Hình 5.8: Biến đổi F của FM, đối với tin tức là Sinusoids.

Ta đang gặp phải một rắc rối lớn ! Biến đổi này mở rộng theo cả 2 chiều từ tần số sóng mang. Nó có một khổ băng rộng vô hạn. Dù Jn( ) tiến đến zero tại vài trị giá, nhưng khổ băng rộng thì không bị giới hạn. Như vậy, ta không thể truyền có hiệu quả và cũng không thể phối hợp nhiều nguồn tin riêng lẻ vào chung một kênh ( Multiplexing ) ( vì trùng f ).

Với không đổi, các hàm Jn( ) tiến đến zero khi n tăng. Với sự chọn lựa , số hạng J0( ) tiến đến zero và sóng mang bị loại. Trong trường hợp AM, sự loại bỏ sóng mang làm tăng hiệu suất. Nhưng đối với FM, sự loại sóng mang không được lợi gì cả vì công suất toàn phần giữ không đổi.

a * Để tính xấp xỉ khổ băng của sóng FM, ta xem các xung hình 5.8. Trước hết, ta chọn một trị nhỏ. Từ hình 5.6, ta thấy rằng, nếu < 0,5 thì J2( ) < 0,03. Các hàm Bessel bậc cao hơn (n > 2) thì nhỏ hơn. Tại =0,5, J1 là 0,24. Với những trị nhỏ nầy của , biến đổi F ở hình 5.8 chỉ bao gồm 5 xung lực gần sóng mang. Đó là, thành phần tại sóng mang và 2 thành phần cách fm kể từ sóng mang. Điều đó, cho một khổ băng là 2 fm. Ta đã biết điều đó vì những trị rất nhỏ của (aKf/fm) tương ứng với điều kiện băng hẹp.

b * Bây giờ, giả sử không nhỏ, thí dụ = 10. Những tính chất mà ta nói ở trên chỉ rằng Jn(10) sẽ giảm nhanh chóng, khi n > 10. Xem hình 5.8, ta thấy những thành phần có ý nghĩa là sóng mang và 10 họa tần mỗi bên của sóng mang. Một cách tổng quát: Với lớn,số số hạng (thành phần) ở mỗi bên của sóng mang là ( được làm tròn số nguyên ). Điều đó cho một khổ băng là 2 fm.

Gần đây, Jonh Carson đưa ra định luật: Khổ băng của sóng FM thì xấp xỉ bằng hàm của tần số tín hiệu chứa tin và chỉ số biến điệu:

BW 2( fm + fm) (5.27)

Điều đó thừa nhận 2 trường hợp giới hạn. Với rất nhỏ, khổ băng 2fm và ngược lại với lớn, khổ băng 2 fm.

Thay = aKf/fm vào (5.27):

BW 2(aKf+fm) (5.28)

* Ta nhớ lại tần số tức thời được cho bởi phương trình (5.18):

fi (t)=fC + aKf cos2 fmt

Ta thấy rằng fm là nhịp thay đổi của fi (t) ,trong lúc aKf là trị tối đa mà nó dời tần từ sóng mang - cả 2 đại lượng ấy điều tham gia vào khổ băng của sóng FM.

Thí dụ: Tìm băng xấp xỉ của các tần số bị chiếm bởi sóng FM với sóng mang có tần số 5khz, Kf = 10Hz/V và:

a) s(t) = 10 cos10 t.

b) s(t) = 5 cos20 t.

c) s(t) = 100 cos2000 t.

Giải:

a) BW  2(aKf+fm) = 2[10(10)+5] = 210Hz.

b) BW  2(aKf+fm) = 2[5(10)+10] = 120Hz.

c) BW  2(aKf+fm) = 2[100(10)+1.000] = 4khz.

Băng của những tần số bị chiếm:

a) 4895 đến 5105 Hz.

b) 4940 đến 5060 Hz.

c) 3 đến 7 Khz.

Phương trình (5.28) được khai triển cho trường hợp đặc biệt của một tín hiệu chứa tin hình Sinusoide. Nếu sự biến điệu là tuyến tính, thì ta có thể áp dụng công thức này cho thành phần tần số cao nhất của s(t) để tìm khổ băng. Nhưng, FM thì không tuyến tính nên cách ấy không đúng.

Ta sẽ tìm một công thức tương tự cho trường hợp tổng quát. Hình 5.9, chỉ tần số tức thời của trường hợp đặc biệt mà tín hiệu chứa tin Sinusoide và trường hợp tổng quát.

[missing_resource: .png]

akfHình 5.9: Tần số tức thời

Trong trường hợp s(t) hình sin, aKf là độ dời tần tối đa của tần số so với fc. Và trong trường hợp tổng quát độ dời tần tối đa tương tự ký hiệu là  f. Công thức tổng quát cho (5.28) là:

BW   2(  f + fm )(5.29)

- Nếu  f rất lớn so với fm, ta có FM băng rộng, và tần số của sóng mang thay đổi một khoảng rộng, nhưng với nhịp độ chậm. Tần số tức thời của sóng mang thay đổi chậm từ fC-  f đến fC+  f. Như vậy sóng FM xấp xỉ với một Sinusoide thuần trong một thời gian dài. Ta có thể nghĩ là nó là tổng của nhiều Sinusoide với các tần số nằm giữa 2 giới hạn. Nên biến đổi F thì gần bằng với sự chồng ( Superposition ) các biến đổi F của những sinusoide ấy tất cả nằm trong giới hạn tần số. Vậy thực hợp lý để giả sử rằng khổ băng thì xấp xỉ với bề rộng của khoảng tần số này, hoặc 2  f.
- Nếu  f rất nhỏ, ta có một sóng mang thay đổi trong một khoảng rất nhỏ của tần số, nhưng với nhịp độ nhanh. Ta có thể tính gần đúng bằng 2 mạch giao động tại những giới hạn tần số. Mỗi giao động được " Cổng hóa " trong nửa thời gian toàn thể. Băng của các tần số bị chiếm bởi output của H 5.10 là từ fC -  f - fm đến fC +  f + fm.

Với  f nhỏ,   khổ băng là 2fm .

Ta thấy khổ băng của sóng FM tăng với sự tăng trị giá của Kf. Về điểm nầy, sự dùng FM băng hẹp ( với khổ băng tối thiểu 2fm ) là hợp lý. Nhưng, FM băng rộng lại có ưu điểm về triệt nhiễu hơn cả FM băng hẹp và AM.

[missing_resource: graphics29.png]

Hình 5.10: Xấp xỉ của FM băng hẹp

Ví dụ: Một sóng mang 10MHz được biến điệu FM bởi một tín hiệu Sinusoide có tần số 5KHz, sao cho độ dời tần tối đa của sóng FM là 500KHz - Tìm băng xấp xỉ của các tần số bị chiếm bới sóng FM.

Giải:

Khổ băng xấp xỉ

BW   2( f + fm).

BW   2(500KHz + 5KHz) = 1.010 KHz .

Vậy băng của tần số bị chiếm thì tập trung quanh tần số sóng mang, và trong khoảng từ 9.495 đến 10.505KHz. Tín hiệu FM ở thí dụ nầy là băng rộng. Nếu nó là băng hẹp, khổ băng sẽ chỉ là 10KHz.

Thí dụ: Một sóng mang 100KHz bị biến điệu FM bởi một tín hiệu sinusoide có biên độ 1V. Kf có trị 100Hz/V.

Tìm khổ băng xấp xỉ của sóng FM nếu tín hiệu biến điệu có một tần số 10KHz.

Giải:

Ta lại dùng phép tính xấp xỉ của Carson:

BW   2( f + fm)

Vì tín hiệu chứa tin s(t) có biên độ đơn vị, độ dời tần tối đa  f được cho bởi kf , hoặc 100Hz .

fm là 10 Khz, tần số của tín hiệu biến điệu. Vậy :

BW   2(100Hz + 10 Khz) = 20.200Hz .

Vì fm rất lớn so với  f , đây là tín hiệu FM băng hẹp. Khổ băng cần thiết để truyền cùng tin tức khi dùng DSB AM sẽ là 20KHz, xấp xỉ với khổ băng của sóng FM nầy.

Ví du: Một sóng biến điệu góc được mô tả bởi:

(t) = 10 cos[2 x 107 t + 20cos1000 t]

Tìm khổ băng xấp xỉ của sóng nầy.

Giải:

fm là 500Hz. Để tính f, trước hết ta tìm tần số tức thời:

fi (t) =

[missing_resource: graphics30.wmf]

( 2 x 107 t + 20cos1000 t ).

= 107-10.000 sin 1000 t .

Độ dời tần tối đa của 10.000 sin1000 t, hoặc 10KHz. Vậy khổ băng xấp xỉ được cho bởi:

BW 2( 10.000 + 500 ) = 21khz .

Rõ ràng đây là một sóng FM băng rộng vì f rất lớn so với fm. Nhớ là ta không biết đây là biến điệu tần số hoặc pha khi tìm khổ băng.

## KHỐI BIẾN ĐIỆU.

Ta đã thấy sóng FM có khổ băng giới hạn chung quanh sóng mang fC. Như vậy tiêu chuẩn thứ nhất của một hệ thống biến điệu đã được thỏa. Ta có thể truyền tin một cách hiệu quả bằng cánh chọn fC trong một khoảng riêng. Và ta cũng có thể Multiplexing nhiều tín hiệu đồng trong cùng một kênh bằng cánh làm các tần số sóng mang lân cận cách biệt nhau sao cho biến đổi F của của các sóng FM không phủ nhau về tần số.

Tiêu chuẩn thứ 2, đó là chứng tỏ được s(t) có thể được hồi phục từ sóng biến điệu góc. Và các khối biến điệu, hoàn điệu có thể thực hiện được trong thực tế.

- Ta bắt đầu xem lại FM băng hẹp - dạng sóng được diễn tả bởi phương trình (5.15).

fm(t) = A cos2 [fct - Kf g(t)]

fm(t) = A cos2 fct - 2 A g(t) Kf sin 2 fct (5.30)

Phương trình này tức khắc đưa đến sơ đồ khối như hình 5.11.

- Biểu thức tương đương cho PM băng hẹp:

pm(t) = A cos2 fCt - 2 AKP s(t) sin2 fCt (5.31)

Hình 5.11 Phải được cải biến bằng cách thay 2 Kf s(t) bằng 2 Kp s(t) và bỏ tích phân.

***SORRY, THIS MEDIA TYPE IS NOT SUPPORTED.*** Hình 5.11: Khối biến điệu cho FM băng hẹp.

Tần số tức thời của output của hệ là:

fi (t) = fC + Kf s(t)

Đây là FM băng hẹp vì trị lớn nhất của Kf s(t) ( độ dời tần ) thì nhỏ so với những tần số hiện diện trong s(t).

- Giả sử ta đặt output của sóng FM băng hẹp ngang qua một linh kiện phi tuyến mà nó nhân tất cả tần số bởi một hằng số C. Kết quả tần số tức thời là:

fi (t) = CfC+ Ckf s(t)(5.32)

Độ dời tần của sóng mới nầy bằng C lần sóng cũ, trong lúc nhịp độ thay đổi của fi (t) vẫn không đổi. Điều này, vẽ ở hình 5.12. Như vậy, với trị C

đủ lớn, sự nhân tần làm thay đổi FM băng hẹp thành FM băng rộng. Nó cũng làm di chuyển sóng mang, nhưng điều này không gây hiệu quả trên một sóng FM dù là băng hẹp hay băng rộng.

[missing_resource: .png]

2CfmCfc-CfmCfc+CfmHình 5.12: Sự nhân tần

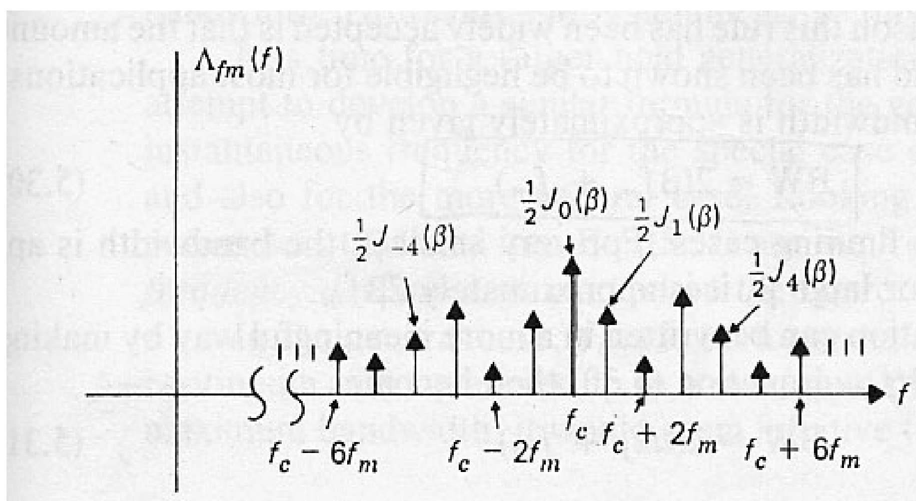
Xem một cách khác, nếu khổ băng sóng FM lớn đáng kể so với 2fm, tín hiệu là băng rộng. Nếu sóng mang mới có tần số cao hơn nầy không mong muốn, ta có thể dời ( đổi tần ) đến bất kỳ trị nào mà không làm ảnh hưởng đến khổ băng.

Khối biến điệu FM kết quả vẽ ở hình 5.13.

[missing_resource: graphics31.png]

Hình 5.13: Khối biến điệu cho FM băng rộng

* Có một cánh trực tiếp tạo nên FM băng rộng, như hình 5.14.



Hình 5.14: Mạch phát FM

Một mạch dao động cao tần tạo sóng mang, có tần số quyết định bởi mạch điều hợp ( hoặc thạch anh ) đấu song song với một doide biến dung (Varicap). Điện dung của varicap có thể thay đổi bằng cánh làm thay đổi dòng chạy ngang qua nó (nếu phân cực thuận) hoặc điện thế đặt lên 2 đầu nó (nếu phân cực ngược). Sự thay đổi điện dung của varicap sẽ làm thay đổi tần số của mạch giao động. Nếu dòng hay thế đi ngang qua varicap thay đổi tỷ lệ với tín hiệu chứa tin thì tần số của mạch giao động thay đổi tỷ lệ với tín hiệu nầy. Và sóng FM sẽ được tạo ra.

Trong hình 5.14. Bên phải D là mạch giao động mà tần số được làm thay đổi. Bên trái D là mạch phân cực và ghép tín hiệu s(t) vào doide D. Tụ C2 có trị rất lớn so với trị của điện dung Varicap, nên chỉ có tác dụng cách ly DC. RFC, cuộn chặn cao tần, ngừa tín hiệu dao động ghép ngược lại nguồn phân cực. C1: tụ phân dòng.

## KHỐI HOÀN ĐIỆU.

Xem dạng sóng biến điệu FM như sau:

fm(t) = A cos2 ( fct + Kf

[missing_resource: graphics33.wmf]

s( )d ) .

Sư hoàn điệu để hồi phục lại s(t) gồm 2 loại:

- Tách sóng phân biệt ( Discriminator ), tách một thành phần tần số ra khỏi các thành phần khác và chuyển sự thay đổi tần số thành thay đổi biên độ rồi tách sóng giống như AM.

- Vòng khóa pha ( Phase - Lockloop ) để phối hợp một dao động nội với sóng mang được biến điệu.

**Tách sóng phân biệt. (discriminator)**

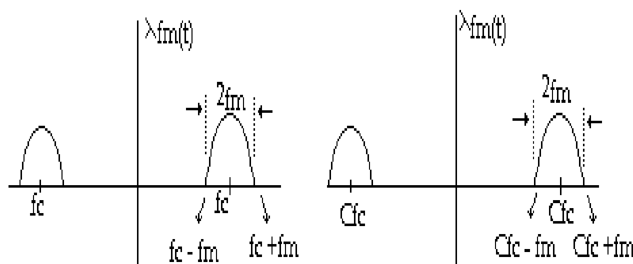
- Lấy đạo hàm một Sinusoide là tiến trình nhân Sinusoide với tần số tức thời của nó:

[missing_resource: graphics34.wmf]

= -2 A [ fc + Kf s(t) ] sin2 (fct + Kf

[missing_resource: graphics35.wmf]

s( )d ) .




Hình 5.15: Đạo hàm của sóng FM

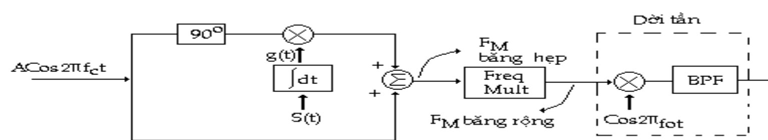
Giả sử tần số tức thời thì lớn hơn nhiều so với fm (hợp lý với thực tế). Thành phần sóng mang lấp đầy vùng giữa biên độ và ảnh qua gương của nó. Thực tế, vùng diện tích giữa đường biên trên và đường biên dưới bị che kín do tần số quá cao của sóng mang. Như vậy, ngay cả khi tần số sóng mang không là hằng, bao hình của sóng vẫn được định nghĩa:

2 A[fC + Kf s(t)] (5.34)

Sự thay đổi chút ít của tần số sóng mang sẽ không đáng kể bởi một tách sóng bao hình.

Trong các hệ thông tin thực tế, fC >> Kf s(t). Vậy lượng nằm trong ngoặc của (5.34) thì dương, và ta có thể bỏ đấu trị tuyệt đối.

Tóm lại: Một mạch vi phân và sau đó là một tách sóng bao hình sẽ có thể dùng để hồi phục lại s(t) từ sóng FM.

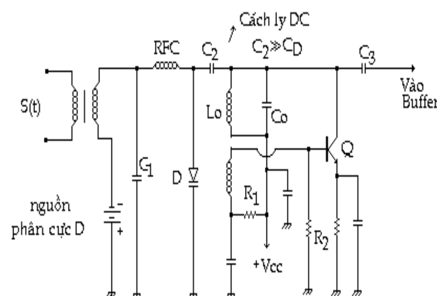



Hình 5.16: Hoàn điệu FM.

Nếu sự biến điệu là PM, thì output của hệ hình 5.16 là đạo hàm của s(t). Khi đó cần thêm một mạch tích phân ở ngỏ ra của hệ.

Hàm hệ thống của mạch vi phân:

H(f) = 2 jf(5.35)




Hình 5.17: Đặc tuyến Suất của mạch vi phân.

Đặc tuyến Suất được vẽ ở hình 5.17. Suất của output của mạch vi phân thì tỉ lệ tuyến tính với tần số của input. Như vậy mạch vi phân đổi FM thành AM. Khi một mạch vi phân dùng như thế, ta gọi nó là một discriminator.

- Có một loại Discriminator khác. Bất kỳ hệ thống nào có một suất hàm hệ thống gần - Tuyến tính với tần số trong khoảng dãy tần của sóng FM sẽ điều đổi FM thành AM.

Thí dụ: Một BPF sẽ làm việc như một Discriminator nếu cho nó hoạt động trên một khoảng giới hạn của khổ băng, như hình 5.18.

[missing_resource: .png]

[missing_resource: .png]

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .png]

Gần tuyến tínhHình 5.18

Ta có thể chứng minh sự tuyến tính của BPF Discriminator theo cách thức tương tự như khối biến điệu cân bằng.

Xem mạch điện hình 5.19. Nửa trên của máy biến thế L1 và C1 điều hợp tại fa . Nửa dưới máy biến thế và C2 điều hợp tại fb.

[missing_resource: .png]

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

Hình 5.19: Tách sóng độ dốc

[missing_resource: graphics39.png]

Hình 5.20: Discriminator

Mạch điện trên đây gọi là tách sóng độ dốc ( Slope Detector ) vì nó dùng đoạn dốc của đặc tuyến mạch lọc để tách sóng.

- Bây giờ ta trở lại khối vi phân gốc. Ta sẽ thấy một cách tiếp cận khác. Ta có thể tinch đạo hàm một cách gần đúng bằng với tín hiệu của hai trị mẫu của sóng:

(t) - ( t - to ) to

[missing_resource: graphics40.wmf]

.

Điều này dẫn đến khối hoàn điệu như hình 5.21.

Vì một sự dời thời gian thì tương đương với một sự dời pha, nên khối nầy gọi là hoàn điệu dời pha ( Phase Shif Demodulator ).

[missing_resource: .png]

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

Hình 5.21: Hoàn điệu dời pha.

**Vòng khóa pha (phase - lockloop).**

Vòng khóa pha PLL là một mạch hồi tiếp, có thể được dùng để hoàn điệu sóng biến điệu góc. Mạch hồi tiếp thường được dùng để giảm thiểu error (về zero). Trong trường hợp PLL, error là một hiệu pha giữ tín hiệu ở ngỏ vào sóng FM và một tín hiệu chuẩn hình sin. (VCO) .

[missing_resource: .png]

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

PLL để tách sóng FM:

- Trước hết, xem mạch so pha; gồm 1 mạch nhân và một lọc LPF.

Cho hai tín hiệu vào cùng tần số và pha lần lượt là  1 và  2

[missing_resource: graphics41.wmf]

Thành phần cos(a+b) có tần số 2fc nên bị lọai bỏ bởi LPF. Ngỏ ra là

[missing_resource: graphics42.wmf]

. Đây là Error của mạch so pha. Error sẽ tiến đến 0 khi  1- 2 tiến đến 90o.

LPFVCO

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

Mạch PLL gồm 1 mạch so pha và 1 VCO, nằm trên đường hồi tiếp. Mạch tạo nên một vòng điều chỉnh tự động.

Hình 5.22: Vòng khóa pha (PLL)

VCO tạo ra một sóng sin. Một phần tín hiệu ra Vo(t) được hồi tiếp về để làm Error sửa sai pha cho VCO. Mạch có tác dụng tự điều chỉnh sao cho Error tiến đến 0. Nghĩa là có khuynh hướng làm hiệu pha tiến đến 90o. Khi đó, ta nói vòng bị khóa (locked).

Bây giờ, ta áp dụng PLL để tách sóng FM

LPFVCO

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

Sóng FM đến

[missing_resource: .wmf]

.

Hình 5.23: Tách sóng FM

VCO tạo 1 sóng sin, biên độ B, tần số fc và lệch pha với sóng FM đến 1 góc /2. Sóng hình sin này được Error biến điệu FM nên có dạng:

[missing_resource: graphics43.wmf]

s2(t) là ngỏ ra mạch nhân nên:

[missing_resource: graphics44.wmf]

[missing_resource: graphics45.wmf]

+Bậc cao

Đaịt hai heô soâ pha:

[missing_resource: graphics46.wmf]

[missing_resource: graphics47.wmf]

- ngo ra cụa LPF:
  [missing_resource: graphics48.wmf]

Neâu heô so pha nho:

[missing_resource: graphics49.wmf]

Tm ap ng transient, laây áo ham hai veâ:

[missing_resource: graphics50.wmf]

Cuoâi cung, phng trnh vi phađn c cho bi:

[missing_resource: graphics51.wmf]

ap ng thng trc la nghieôm cụa phng trnh nay. Cho áo ham tieân ti zero.

=>

[missing_resource: graphics52.wmf]

## FM STEREO.

FM Stereo là tiến trình gửi đi 2 tín hiệu Audio đồng thời trong cùng một kênh FM. Nhớ rằng ta chỉ có khổ băng 30KHz để gửi theo kiểu FM băng hẹp.

[missing_resource: .png]

[missing_resource: .wmf]

Hình 5.24: Tín hiệu Stereo Multiplex

Hình 5.24 là một hệ thống Multiplex 2 kênh Audio. S1(f) và s2(f) là biến đổi f của 2 tín hiệu âm tần tổng quát, có khổ băng giới hạn.

Trước hết ta biến điệu AM một sóng mang 38KHz với S2(t). Điều nầy làm dời tần tín hiệu đến khoảng giữa 23 và 53 KHz như vậy nó không phủ với tín hiệu của S1(t).

Sau đó ta cộng chúng lại và rồi cộng với sóng cao tần 19KHz. Biến đổi f của output vẽ ở bên phải của hình 5.24.

Tín hiệu tổng hợp:

s1(t) + s2(t) cos 2  x 38 x 103 t + cos2  . 19 . 103t .

Biểu diễn bởi một hàm thời gian với tần số trên là 53KHz. Ta có thể biến điệu FM sóng mang bằng hàm này. Như vậy, nếu dùng kiểu FM băng

hẹp, ta chỉ sử dụng 106KHz ( trong khoảng 200KHz được phép ).

Tại máy thu, ta hoàn điệu sóng FM để hồi phục tín hiệu tổng hợp (Hình 5.25). LPF1 hồi phục s1(t) .

[missing_resource: .png]

[missing_resource: .wmf]

FM Stereo DemuxBPF sẽ tách số hạng thứ 3 ra khỏi tín hiệu tổng hợp, và rồi ta phải hồi phục s2(t) từ sóng biến điệu (AM). Nếu ta chọn cánh cộng thêm một sóng mang vào cho TCAM nầy, ta không phải dùng một mạch tách sóng bao hình để nhận lại s2(t). Điều nầy đúng, vi tần số sóng mang là 38KHz, vào khoảng 2,5 lần lớn hơn tần số cao nhất của s2(t). Mà sự hoạt động của tách sóng bao hình đòi hỏi tần số sóng mang phải rất cao so với tần số lớn nhất của tín hiệu chứa tin. Vậy ta phải dùng tách sóng đồng bộ. Điều này, ta thấy ở hình 5.25, tín hiệu tổng hợp được nhân với sóng mang 38KHz và rồi LPF2 sẽ hồi phục lại s2(t).

Bằng cánh nào ta bảo đảm rằng Sinusoide 38KHz ở máy thu sẽ đồng bộ hóa tốt cho sóng mang nhận được ?. Ta vẫn có thể truyền đi sóng mang và dùng vòng khóa pha để hồi phục nó ở máy thu. Nhưng ở đây, có một cánh đơn giản hơn. Xem lại hình 5.24. Nhớ là, sóng mang 38KHz là do nhân đôi tần số từ mạch dao động 19KHz. Tín hiệu nầy (19KHz) được cộng vào tín hiệu tổng hợp.

Hình 5.25: Hoàn điệu FM Stereo.

Như vậy, Tín hiệu tổng hợp hiện tại là:

s1(t) + s2(t) cos2  x 3.8 x 104t + A cos2  x 1,9 x 104t

Biến đổi F của nó vẽ ở bên phải hình 5.24. Ta thấy có một xung lực xuất hiện tại 19KHz ( là do sinusoide cộng vào ).

Tại máy thu, output của khối tách sóng bao hình (hình 5.25) có chứa thành phần nầy. Nó được tách ra nhờ BPF - và chính nó được phân đôi để dùng đồng bộ hóa cho việc tách sóng AM. Như vậy, ta thấy 2 tín hiệu Sinusoide 38KHz ( ở đài phát và máy thu ) đều có nguồn gốc từ một nguồn chung 19KHz.

Vẫn còn tồn tại một vấn đề. Đó là vấn đề tương hợp giữa máy thu Mono và Stereo. Một máy Mono không thuần nhận kênh trái ( hoặc phải ). Ở hình 5.25, out put của LPF1, s1(t) biểu diễn cho tín hiệu một máy thu mono - nhưng ta không muốn s1(t) và s2(t) biểu diễn cho tín hiệu riêng của mỗi kênh. Thay vào đó, ta đặt s1(t) là tổng của tín hiệu trái và phải và s2(t) là hiệu.

Như vậy, máy thu mono sẽ nhận tổng của tín hiệu trái và phải. Máy thu Stereo phải làm một thuật toán cộng tuyến tính. Thuật toán nầy là cộng s1(t) + s2(t) để đặt vào một kênh, và lấy hiệu để đặt vào kênh kia. Đó là thuật toán Matrix.

## SO SÁNH CÁC HỆ.

* FM băng hẹp: Có thể được phát ra với một hệ thống gồm một mạch nhân, một mạch tích phân và một mạch dời pha. Nó được hoàn điệu với một Discriminator theo sau là tách sóng bao hình hoặc vòng khóa pha.

Khổ băng của FM băng hẹp là 2fm (fm là tần số cao nhất của tín hiệu chứa tin). Mặc dù sự biến điệu nhìn rất giống như một biến đổi AM, nhưng nó có một sự khác biệt. Sóng biến điệu có biên độ không đổi, cho phép ta đưa thêm mạch hạn biên vào máy thu. Nhờ đó, cắt được nhiễu, vậy nó có ưu điểm hơn AM về mặt nầy.

* PM băng hẹp: Rất giống với FM băng hẹp - Mạch tích phân trong khối biến điệu và hoàn điệu được thêm vào. Khổ băng là 2fm. Biên độ của PM thì không đổi, nên cũng tương tự FM băng hẹp, máy thu có mạch hạn biên ( limiter ) để loại nhiễu. Mạch tích phân cuối cùng trong khối hoàn điệu làm giảm tần số cao. Điều nầy có lợi, nếu tín hiệu chứa tin chỉ ở tần số cao hoặc nhiễu chen vào có tần số cao.

* FM băng rộng: Được phát ra hoặc gián tiếp từ FM băng hẹp ( ngang qua mạch nhân tần ) hoặc bằng VCO. Nó được hoàn điệu cùng một cánh thức như FM băng hẹp. Khổ băng khoảng 2 fm, lớn hơn khổ băng AM hay khổ băng biến điệu góc băng hẹp. Ưu điểm lớn nhất của FM băng rộng là khả năng giảm nhiễu của nó. Tỷ số tín hiệu trên nhiễu khoảng 2 .

* PM băng rộng: Tương tự với FM băng rộng. Tuy nhiên có điểm khá, đó là chỉ số biến điệu không thể tăng vô hạn. Độ dời pha tối đa bị hạn đến 1800. Do đấy, có một sự không xác định về pha, nên tín hiệu gốc không thể được hồi phục duy nhất.

* DSBSCAM: Có khổ băng 2fm.. Hiệu suất 100%, vì không phải tốn năng lượng cho sóng mang thuần túy. Sự hoàn điệu cần các mạch kết hợp. Đó là vấn đề khó trong việc tạo lại sóng mang ở máy thu.

* DSBTCAM: Có khổ băng 2fm. Hiệu suất nhỏ hơn 50% vì phải tốn năng lượng trong việc truyền đi một sóng mang thuần túy. Bộ phận hoàn điệu dễ thực hiện nhất ( tách sóng bao hình ). Nó không dùng cho một tín hiệu có mức DC khác zero vì thông tin nầy sẽ bị mất tại khối hoàn điệu.

* SSBAM: Có khổ băng nhỏ nhất fm. Hiệu suất 100% vì không tốn năng lượng cho sóng mang thuần túy. Khối biến điệu hoặc hoàn điệu phức tạp, sự phức tạp cao là do sự lọc cần thiết ở đài phát và sự hồi phục sóng mang với các mạch tách sóng kết hợp ở máy thu.

* VSBSCAM: Có khổ băng lớn hơn fm nhưng nhỏ hơn 2fm. Khối biến điệu dễ thực hiện hơn với SSB. Nhưng khối hoàn điệu cần hồi phục sóng mang và cũng cần một mạch lọc được điều chỉnh cẩn thận để kết hợp đúng với các băng cạnh.

* VSBTCAM: Có khổ băng lớn hơn fm nhưng nhỏ hơn 2fm, khối biến điệu để thực hiện hơn là SSB và nếu sóng mang đủ lớn có thể dùng tách sóng bao hình. Vì vậy, sự hoàn điệu rất đơn giản.

Biến điệu xung

+ LẤY MẪU (SAMPLING). + ERROR TRONG SỰ LẤY MẪU. + BIẾN ĐIỆU XUNG. + BIẾN ĐIỆU BIÊN ĐỘ XUNG: PAM. + MULTIPLEXING PHÂN THỜI GIAN - TDM (TIME - DIVISION MULTIPLEXING). + BIẾN ĐIỆU ĐỘ RỘNG XUNG PWM: (PLUSE WIDTH MODULATION). + BIẾN ĐIỆU VỊ TRÍ XUNG -PPM (PULSE POSITION MODULATION).

LẤY MẪU (Sampling).

Để đổi một sóng chứa tin Analog thành tín hiệu rời rạc, trục thời gian, phải bằng cách này hay cách khác, được rời rạc hoá.

Sự đổi trục thời gian liên tục thành một trục rời rạc được thực hiện nhờ phương pháp lấy mẫu.

Định lý lấy mẫu ( đôi khi còn gọi là định lý Shannon, hoặc định lý Kotelnikov ) chứng tỏ rằng: Nếu biến đổi F của một hàm thời gian là zero với f > fm và những trị giá của hàm thời gian được biết với t = n TS ( với mọi trị nguyên của n ) thì hàm thời gian được biết một cách chính xác cho mọi trị của t.

Điều kiện hạn chế là TS <
[missing_resource: graphics1.wmf]

.

Nói cách khác, s(t) có thể được xác định từ những trị giá của nó tại một loạt những thời điểm cách đều nhau.

Tần số lấy mẫu, ký hiệu là fS = 1/TS ,fS > 2fm

Như vậy, tần số lấy mẫu ít nhất phải 2 lần cao hơn tần số của tín hiệu được lấy mẫu. Nhịp độ lấy mẫu tối thiểu, 2 fm, được gọi là nhịp lấy mẫu Nyquist. Thí dụ, nếu một tiếng nói có tần số max 4KHz, nó phải được lấy mẫu ít nhất 8.000 lần/sec. Ta thấy rằng khoảng cách giữa những thời điểm lấy mẫu thì tỷ lệ nghịch với tần số cao nhất của tín hiệu ( fm ).

Có ít nhất 3 cách để tiếp cận với định lý Shannon. Ta sẽ trình bày ở đây 2 cách.

1. Cách thứ nhất, chỉ cần sự hiểu biết cơ bản về định lý AM.



Hình 6.1: Tích của chuỗi xung và s(t).

Ta lấy tích của một chuỗi xung và s(t). Nếu chuỗi gồm những xung hẹp, thì output của mạch nhân là một phiên bản được mẫu hoá của tín hiệu gốc. Output không chỉ tùy thuộc vào những trị mẫu của input mà còn vào một khoảng những trị chung quanh mỗi điểm lấy mẫu. Những hệ thống thực tế thường lấy mẫu trong một khoảng thời gian nhỏ xung quanh các điểm lấy mẫu. Hàm nhân không nhất thiết phải chứa các xung vuông hoàn toàn, nó có thể là một tín hiệu tuần hoàn bất kỳ.

Phép nhân s(t) với p(t) như hình 1 là một dạng " đóng mở cổng " (Time Gating ) hay Switching. Chủ đích của ta là chứng tỏ rằng tín hiệu gốc có thể được hồi phục từ sóng đã lấy mẫu, ss(t).

Giả sử s(t) bằng zero tại những tần số cao hơn fm. Biến đổi F của nó S(f) bị cắt tại fm.



Hình 6.2: Biến đổi F của s(t)

Vì chuỗi xung nhân vào giả sử là tuần hoàn, nó có thể được khai triển thành chuỗi F. Và vì p(t) được chọn là hàm chẵn, ta có thể dùng chuỗi lượng giác chỉ chứa các số hạng cosine. Vậy : ss(t) = s(t)p(t).

= s(t)
[missing_resource: graphics4.wmf]

(6.1)

= ao s(t) +
[missing_resource: graphics5.wmf]

an s(t) cos2 nfSt

Mỗi số hạng trong của phương trình (1) là một sóng AM, trong đó tín hiệu chứa tin là s(t) và sóng mang là nfS.

Biến đổi F của ss(t) vẽ ở hình 6.3.
[missing_resource: .png]
[missing_resource: .wmf]

Hình 6.3: Biến đổi F của sóng mẫu hóa

Tập trung tại gốc, là biến đổi của aos (t). Các phiên bản bị dời tần là biến đổi của các số hạng biến điệu chứa trong dấu . Ta thấy các thành phần không phủ nhau vì fS > 2fm. (Đó là điều kiện của định lý lấy mẫu ). Vậy chúng ta có thể tách ra bằng cách dùng những mạch lọc tuyến tính. Một lọc LPF có tần số cắt fm sẽ hồi phục lại thành phần aos(t).

2. Ta nói đến cách thứ hai, vì nó đi vào các nguyên lý toán học của sự lấy mẫu.

Khai triển S(f) thành chuỗi F trong khoảng:

- fm < f _< fm

S(f) =
[missing_resource: graphics6.wmf]

(6.2)

Trong đó: to =
[missing_resource: graphics7.wmf]

Và Cn được cho bởi:

Cn =

[missing_resource: graphics8.wmf]

(6.3)

Nhưng F -1 cho ta :

s(t) =
[missing_resource: graphics9.wmf]

=
[missing_resource: graphics10.wmf]

(6.4)

So sánh (6.3) và (6.4) ta thấy:

Cn =
[missing_resource: graphics11.wmf]

(6.5)

Phương trình (6.5) cho thấy Cn sẽ được xác định một khi s(t) được biết tại điểm t =
[missing_resource: graphics12.wmf]

. Một khi Cn được biết thì S(f) được biết. Và một khi S(f) đã biết thì s(t) cũng sẽ được biết. Như vậy, ta đã chứng minh được định lý lấy mẫu.

Ta có thể giải để tìm s(t). Thay Cn vào phương trình (6.2):

S(f) =
[missing_resource: graphics13.wmf]
[missing_resource: graphics14.wmf]

(6.6)

F - 1 s(t) =
[missing_resource: graphics15.wmf]

=
[missing_resource: graphics16.wmf]

(6.7)

Ta có thể dùng (6.7) để tìm trị giá của s(t) tại bất kỳ thời điểm nào bằng cách biết những trị mẫu hoá của s(t).

## ERROR TRONG SỰ LẤY MẪU.

Định lý lấy mẫu chỉ rằng s(t) có thể được hồi phục hoàn toàn từ những trị mẫu của nó. Ta định nghĩa error như là sự sai biệt giữa hàm thời gian được hồi phục và hàm gốc. Trong thực tế, error là hậu quả từ 3 nguồn chính:

**Lấy mẫu với tần số không đủ cao:**

Ví dụ: Một hàm sin tần số 3 Hz như hình 4. Giả sử ta lấy mẫu hình sin này với nhịp 4 mẫu/sec. Định lý lấy mẫu cho biết, tần số lấy mẫu nhỏ nhất để có thể hồi phục tín hiệu

[missing_resource: graphics17.png]

Hình 6.4: Error do lấy mẫu chậm

tlà 6 mẫu/sec. Vậy 4 mẫu/sec thì không đủ nhanh. Nên những mẫu này sẽ tạo nên một hàm sin 1Hz (đường chấm chấm ). Tín hiệu 3 Hz đã tự hoá thành tín hiệu 1 Hz (Hình 6.4).

Bây giờ ta xem một tín hiệu được lấy mẫu bằng một chuỗi xung lực lý tưởng ( dùng nó như giới hạn lý thuyết của các xung hẹp ) tại tần số nhỏ hơn nhịp Nyquist.( Hình 6.5 )

[missing_resource: .png]

(t) Hình 6.5: Lấy mẫu xung lực với tần số nhỏ hơn nhịp Nyquist

Nếu ta định nghĩa error như sau:

e(t)

[missing_resource: graphics18.png]

so (t) - s(t)

Biến đổi F:

$E(f) = So(f) - S(f)$

$= S(f - fS) + S(f + fS)$ ; $f < fm$.

Nhớ rằng nếu s(f) bị giới hạn ở những tần số dưới fS/2, biến đổi F của error sẽ là zero.

**Lấy mẫu trong một khoảng thời gian có giới hạn:**

Định lý lấy mẫu cần thiết phải lấy mẫu tại mọi t trong một khoảng vô hạn, và mỗi mẫu được dùng để tạo lại trị giá của hàm gốc tại bất kỳ thời điểm nào. Trong một hệ thống thực tế, tín hiệu được quan sát trong một thời gian có giới hạn.

**Trong các hệ thông tin digital:**

Ta chỉ gửi đi những trị giá rời rạc. Do đó sinh ra Round-Off Error.

## BIẾN ĐIỆU XUNG:

Định lý lấy mẫu gợi ra một kỹ thuật để đổi một tín hiệu Analog s(t) thành một tín hiệu rời rạc. Ta chỉ cần lấy mẫu tín hiệu liên tục tại những thời điểm rời rạc, thí dụ một danh sách các số được lấy mẫu s(0), s(T), s(2T)... Trong đó T<

[missing_resource: graphics19.wmf]

.

Để truyền tín hiệu rời rạc mẫu hoá đó, danh sách các số sẽ được đọc trên một telephone hoặc được viết trên một mãnh giấy để gởi FAX.

Một phương pháp rất hấp dẫn cho viễn thông là biến điệu vài thông số của một sóng mang tùy vào danh sách các số. Tín hiệu được biến điệu sau đó được truyền trên dây hoặc trong không khí ( nếu băng tần nó chiếm cho phép ).

Vì thông tin có dạng rời rạc, nên chỉ cần dùng tín hiệu mang sóng rời rạc (thay vì dùng sóng sin liên tục như 2 chương trước).

Ta chọn một chuỗi xung tuần hoàn làm sóng mang. Các thông số có thể làm thay đổi là biên độ, bề rộng và vị trí của mỗi xung. Sự làm thay đổi một trong ba thông số ấy sẽ đưa đến 3 kiểu biến điệu:

- PAM ( Pulse Amlitude Modulation: Biến điệu biên độ xung ).

- PWM ( Pube Width Mod: Biến điệu độ rộng xung ).

- PPM ( Pulse Position Mod: Biến điệu vị trí xung ).

## BIẾN ĐIỆU BIÊN ĐỘ XUNG: PAM.

- Hình 6.7 : Vẽ một sóng mang sC(t) một tín hiệu chứa tin s(t) và tín hiệu PAM sm(t). Ở đó ta thấy chỉ có biên độ của xung sóng mang bị thay đổi, còn dạng xung vẫn giữ không đổi.

Nhớ là sm(t) không phải là tích của s(t) với sC(t).

Ta gọi sm(t) trong trường hợp này là PAM đỉnh phẳng ( flat top PAM ) hoặc PAM lấy mẫu tức thời ( Instantanous Sampling PAM )



Hình 6.7: PAM đỉnh phẳng

- Nếu lấy tích của sC(t) và s(t), ta có kết quả là sóng PAM vẽ như hình 6.8. Ở đó, chiều cao các xung không phải là hằng mà thay đổi theo đường cong của s(t). Trường hợp này, ta gọi là PAM lấy mẫu tự nhiên ( Natural Sampling ).



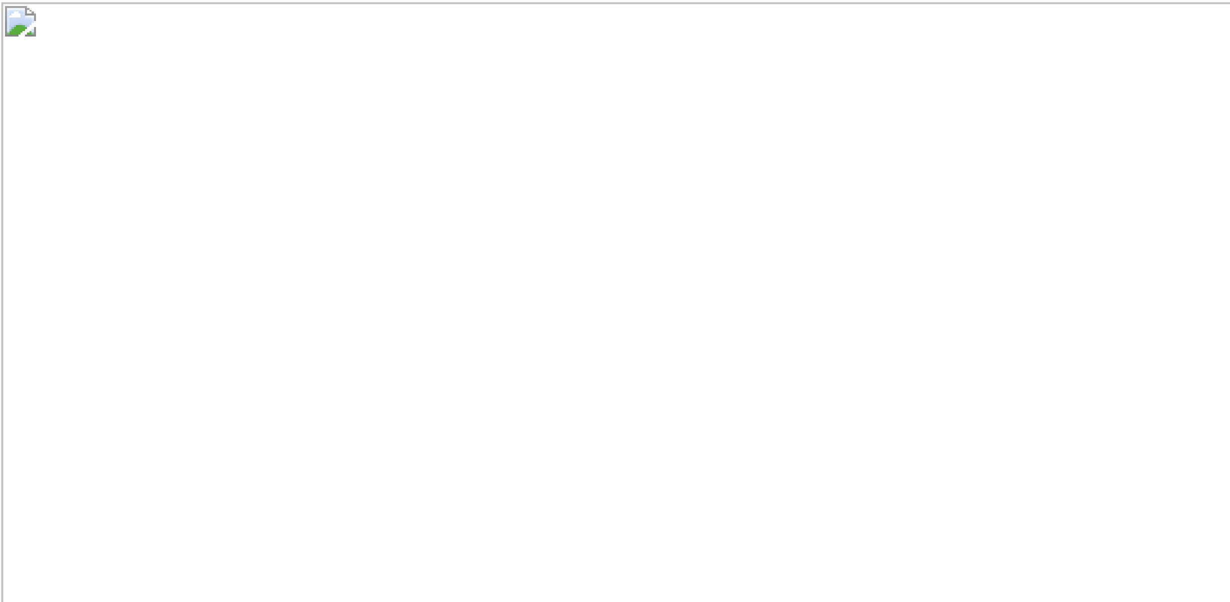
Hình 6.8: PAM lấy mẫu tự nhiên

- Bây giờ ta lấy biến đổi F của PAM để xác định kênh sóng cần thiết. Trước hết là xem trường hợp của PAM lấy mẫu tự nhiên. Dựa vào định lý lấy mẫu. Khai triển sC(t) thành chuỗi F. Rồi nhân với s(t). Kết quả thu được là 1 tổng gồm nhiều sóng AM với các tần số sóng mang là tần số căn bản và các hoạ tần sC(t) . Xem hình 6.9.

[missing_resource: graphics22.png]

Hình 6.9: Biến đổi F của PAM lấy mẫu tự nhiên

- Biến đổi F của PAM đỉnh phẳng thì khó tính hơn. Để đơn giản ta xem hệ thống vẽ ở hình 6.10 Lấy mẫu s (t) bằng một chuỗi xung lực lý tưởng. Rồi định dạng mỗi xung lực thành dạng xung như ý muốn, trong trường hợp này là một xung vuông đỉnh phẳng.



Hình 6.10: Mạch tạo ra sóng biến điệu

Biến đổi F của tín hiệu đã lấy mẫu ở ngõ vô của lọc được tìm từ định lý lấy mẫu. Chuỗi F của chuỗi xung lực có những trị Cn bằng nhau với mọi n. Biến đổi F của sóng được lấy mẫu xung lực vẽ ở hình 6.11



Hình 6.11: Biến đổi F của sóng được lấy mẫu xung lực.

Biến đổi F của output của mạch lọc là tích của biến đổi trên đây với hàm chuyển của mạch lọc. Hàm chuyển này được vẽ ở hình 6.12.

Cuối cùng biến đổi của output vẽ ở hình 6.13. Nhớ rằng phần tần số thấp của nó không phải là một phiên bản bị méo của S(f).



Hình 6.12: Hàm chuyễn của mạch lọc



Hình 6.13: Biến đổi F của PAM đỉnh phẳng

Thí dụ 1: Một tín hiệu chứa tin có dạng: s(t) =

[missing_resource: graphics27.wmf]

sc(t)1T2TtĐược truyền bằng cách dùng PAM. Sóng mang là chuỗi xung tam giác tuần hoàn như hình 6.14. Tìm biến đổi F của sóng biến điệu.

Hình 14: Sóng mang.

Giải:

Ta xem hình 6.10. Output của mạch lấy mẫu bằng xung lực lý tưởng có biến đổi F.

S (f ) =

[missing_resource: graphics28.wmf]

Trong đó S(f) là biến đổi F của

[missing_resource: graphics29.wmf]

. Biến đổi này là một xung như hình vẽ.

[missing_resource: graphics30.png]

Mạch lọc phải thay đổi mỗi xung lực thành một xung tam giác. Đáp ứng xung lực của chúng là một xung tam giác mà biến đổi của nó là:

H(f ) =
[missing_resource: graphics31.wmf]

Cuối cùng, biến đổi F của sóng PAM được cho bởi tích của S  (f).H(f) như hình vẽ 6.15.
[missing_resource: graphics32.png]

Hình 6.15: Biến đổi F của ví dụ 1.

Sự quan sát tổng quát có ý nghĩa về PAM là sóng PAM chiếm tất cả những tần số từ zero đến vô hạn. Như vậy, nó bị xem là không thể truyền có hiệu quả trong không khí cũng như Multiplexing.

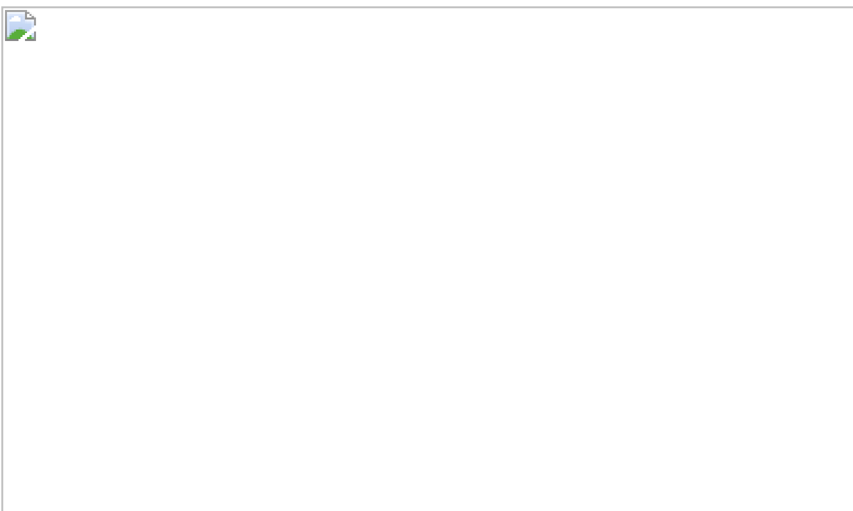
Vì phần có ý nghĩa nhất của biến đổi F của sóng PAM nằm xung quanh tần số zero, ta thường dùng AM hoặc FM để gửi sóng PAM. Đó là, ta xem sóng PAM như là tín hiệu chứa tin và nó biến điệu một sóng mang hình sin. Nhưng tại sao ta phải thực hiện một biến điệu kép, mà không truyền tín hiệu gốc bằng AM hoặc FM ? Hãy nhớ là tín hiệu gốc không có dạng Analog liên tục mà là tín hiệu rời rạc.

Sau khi biến điệu AM hoặc FM với sóng PAM, khổ băng trở nên rất rộng. Vì lý do này biến điệu xung được kết hợp với AM hoặc FM thường không được truyền theo cùng cách thức như tín hiệu biến điệu khác. Nó thường truyền trên cáp đồng trục, vốn có khả năng truyền một khoảng rộng của tần số. Đôi khi nó cũng được truyền qua không khí tại tần số microwave. Tần số này đủ cao để khổ băng rộng không bị xem như là sự quá công suất ( over powering ) đối với sóng mang.

Vì Multiplexing tần số không được, nó chỉ truyền một tín hiệu tại một thời điểm. Tuy nhiên, ta sẽ thấy một dạng khác của Multiplexing thích hợp với tín hiệu biến điệu xung.

**Khối biến điệu.**

- Những mạch cổng đã dùng để biến điệu AM đều có thể dùng để biến điệu PAM lấy mẫu tự nhiên. Chỉ cần loại bỏ lọc dãy thông từ khối biến điệu ( Hình 6.16.a). Hình 6.16b chỉ khối biến điệu dùng cầu diode.



Hình 6.16: Khối biến điệu cho PAM

- Khối biến điệu cho PAM phẳng đỉnh thì đơn giản hơn cho PAM lấy mẫu tự nhiên. Ta chỉ cần dùng một mạch lấy mẫu và giữ ( Sample and Hold ). Mạch này được lý tưởng hoá như hình 6.17.

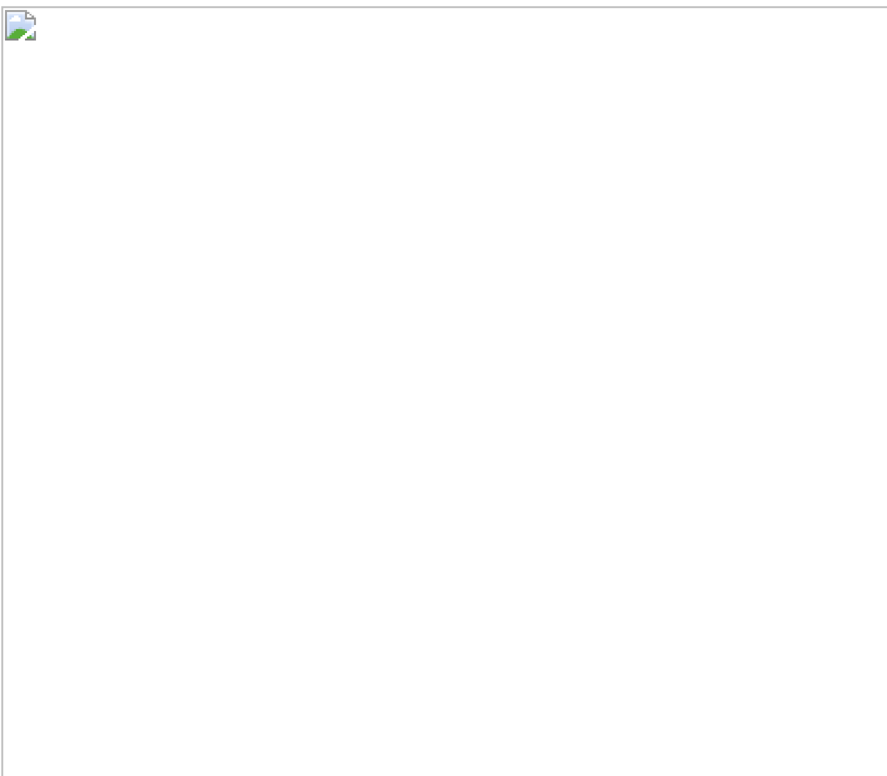
[missing_resource: graphics34.png]

Hình 6.17: Mạch lấy mẫu và giữ.

- S1 đóng tuần hoàn tại những thời điểm lấy mẫu. Tụ C nạp điện đến trị mẫu mỗi khi s1 đóng và rồi S1 ngắt. Vì tụ không có đường xã điện, nên sẽ giữ trị giá mẫu và tạo nên đường phẳng của đỉnh sóng PAM. Khi S2 đóng, tụ sẽ xã đến zero. Ta tính trước tụ và mạch điện tử sao cho thời gian nạp thật nhanh và ta cũng chọn mạch có tổng trở ra thật nhỏ để thời hằng xã ngắn.

**Khối hoàn điệu.**

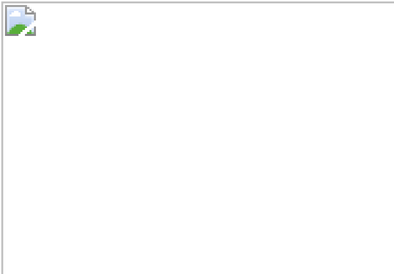
- Sự hoàn điệu PAM lấy mẫu tự nhiên dựa trực tiếp vào định lý lấy mẫu. Sự hồi phục tín hiệu Analog gốc từ phiên bản mẫu hoá của nó cần một LPF.
- Sự hoàn điệu PAM đỉnh phẳng cần thêm một số việc. Ta sẽ dùng mạch S/H để phục hồi một dạng sóng hình bậc thang xấp xỉ với dạng sóng tín hiệu gốc. Đặt thời gian giữ bằng chu kỳ lấy mẫu. Kết quả vẽ ở hình 6.18. Hàm bậc thang có thể được lọc bởi một LPF để dạng sóng được trơn phẳng, gần giống với dạng sóng gốc.



Hình 6.18: Hoàn điệu dùng mạch S/H

- Biến đổi F của sóng PAM đỉnh phẳng như hình 6.11. Ta có được bằng cách nhân biến đổi F của tín hiệu mẫu hoá cho H(f) ( hàm chuyển của mạch lọc ) để đổi xung lực mẫu hoá thành xung mẫu hoá. Phần băng gốc ( base band ) của biến đổi F có dạng S(f)H(f). Vậy s(t) có thể được hồi phục từ sm(t) bằng cách dùng một mạch lọc LPF mà hàm chuyển của nó thì vẽ ở hình 6.19.

Mạch lọc với hàm chuyển 1/H(f) được xem như là một mạch cân bằng vì nó triệt những hiệu quả của sự tạo dạng xung.



Hình 6.19: Hàm chuyển của hoàn điệu PAM

Tách sóng kiểu lấy mẫu và giữ cần một thông tin về thời gian để đồng bộ với đài phát. Đó là, máy thu phải lấy mẫu sóng nhận được tại những thời điểm lấy mẫu lúc đầu.

Thông tin về thời gian có thể lấy sóng thu được. Hoặc nó cũng có thể được gửi theo (Analog) dưới dạng những xung đánh dấu ( Marker Pulse ).

- Nếu sóng thu được có thời gian tăng, các bờ tăng có thể được dò bằng một mạch vi phân. Xung rộng kết quả có thể được dùng để thực hiện thời điểm lấy mẫu.
- Ngược lại, xung đánh dấu tuần hoàn có thể được chen vào tín hiệu truyền. Các xung đánh dấu có biên độ lớn hơn xung tín hiệu, nên chúng có thể được nhận dạng dễ dàng tại máy thu.

## MULTIPLEXING PHÂN THỜI GIAN - TDM (Time - Division Multiplexing).

Ta đã nhiều lần nhấn mạnh rằng các tín hiệu có thể tách biệt nhau nếu chúng không phủ nhau về thời gian hoặc về tần số. Vì khổ băng của sóng biến điệu xung thì cực rộng, nên sự tách tần số thường không khả thi. May mắn, sóng biến điệu xung được đặc trưng bởi phần sóng xung quanh zero của trục thời gian ( tín hiệu băng gốc base band ). Vì vậy, có thể tách tín hiệu về mặt thời gian. TDM là tiến trình cộng các tín hiệu sao cho chúng không phủ nhau về thời gian.

**Multiplexing những kênh có nhịp lấy mẫu giống nhau:**

Trước hết, ta nói về TDM cho các tín hiệu có nhịp lấy mẫu giống nhau. Sau đó ta đưa vào những kỹ thuật để Multiplex các tín hiệu có nhịp lấy mẫu khác nhau. Kỹ thuật này bao gồm bộ siêu giao hoán ( supercommutation ) và bộ Multiplexer có Memory.

TDM các tín hiệu có nhịp lấy mẫu giống nhau có thể xem như những xung xen kẽ. Hình 6.20 chỉ TDM 2 tín hiệu.



Hình 6.20: Multiplex có 2 kênh

Nhớ là SW thay đổi vị trí trong khoảng thời gian không lâu hơn một chu kỳ lấy mẫu. Đó là, hai xung được gửi trong mỗi chu kỳ lấy mẫu, vậy nhịp xung trên mỗi kênh thì gấp đôi nhịp lấy mẫu.

Giả sử ta tăng lên 10 kênh. SW trở thành một bộ giao hoán như hình 6.21.SW phải xoay giáp vòng đủ nhanh sao cho nó trở lại kênh 1 trong thời gian lấy mẫu lần 2. SW của máy thu phải xoay đồng bộ với SW đài phát. Nếu ta biết chính xác tin gì được gửi đi trên một của các kênh, ta sẽ có thể nhận dạng được mẫu của nó tại máy thu. Một phương pháp chung để tạo sự đồng bộ là hy sinh một kênh và gửi tín hiệu đồng bộ vào đó. Ta sẽ thấy điều đó trong vài hệ thống truyền Digital.



Hình 6.21: Multiplexing10 kênh.

Điều duy nhất làm giới hạn vận tốc quay của SW ( và do đó giới hạn số kênh có thể Multiplex ) là tỷ số của độ rộng mỗi xung với khoảng cách giữa các mẫu gần nhau của một kênh. Vậy cần thiết kế mỗi xung hẹp hơn và khổ băng của tín hiệu rộng hơn.

**Multiplexing những kênh có nhịp lấy mẫu khác nhau:**

Có 2 cách để Multiplex những tín hiệu có nhịp lấy mẫu khác nhau: Multiplex không đồng bộ và Multiplex siêu giao hoán.

a - Dùng một buffer để giữ những trị mẫu và rồi đưa chúng ra theo một nhịp độ cố định. Phương cách này cũng có hiệu quả nếu nhịp lấy mẫu có những thay đổi. Điều quan trọng để thiết kế một hệ thống như vậy là buffer phải luôn luôn có các mẫu để gửi khi kênh có yêu cầu. Điều này cần đến việc đưa vào các mẫu nhồi ( stuffing samples ) nếu buffer bị trống. Ngược lại, buffer phải đủ lớn sao cho nó không bị ngập tràn ( overflow ).

Phương pháp buffer cũng được dùng nếu các nguồn tin khác nhau được truyền không đồng bộ. Sự định cỡ cho bufffer cần đến sự phân giải xác suất, do đó đưa đến các bộ Multiplexer thống kê Stat.Mux ( Statistical Multiplexer ).

b - Kỹ thuật tổng quát thứ nhì là dùng siêu giao hoán. Tất cả nhịp lấy mẫu được nhân với nhịp cơ bản. Điều này sẽ gặp khi cần lấy mẫu những kênh với nhịp cao hơn, lúc dùng không có Multiplexing. Giả sử, nếu ta có hai kênh với nhịp lấy mẫu cần là 8 và 15,5 kHz, khi Multiplex chúng ta có thể chọn 16 kHz để lấy mẫu nhanh hơn.

Nguyên lý của siêu hoán thì đơn giản. Ta hãy xem thí dụ ở hình 6.22, vẽ một bánh xe giao hoán ( Commutator Wheel ) 32 khe và 2 bánh xe giao hoán phụ. Giả sử ta muốn Multiplex 44 kênh sau:

1 Kênh lấy mẫu tại 80 KHz

1 Kênh lấy mẫu tại 40 KHz

18 Kênh lấy mẫu tại 10 KHz

8 Kênh lấy mẫu tại 1250 Hz

16 Kênh lấy mẫu tại 625 Hz

Nhớ là tất cả nhịp lấy mẫu là bội số của 625 Hz. Ta chọn để đặt nhịp căn bản của bánh xe giao hoán ở 10.000 vòng /sec. Vậy mỗi kênh ( của 18 kênh lấy mẫu tại 10 kHz ) đem về một khe của bánh xe - Kênh lấy mẫu 40 kHz cần 4 khe cách đều nhau trên bánh xe; vậy nó được lấy mẫu 4 lần trong mỗi vòng quay ( 0,1 ms ) của bánh xe - Tương tự kênh lấy mẫu 80 kHz cần 8 khe cách đều nhau trên bánh xe.

Đối với những kênh có nhịp lấy mẫu nhỏ hơn 10 kHz, ta chỉ cần lấy mẫu chúng tại những vòng quay được chọn lựa của bánh xe. Thí dụ, 1 kênh 1250 Hz cần được lấy mẫu một lần khi bánh xe quay 8 vòng. Trong khi đó, kênh 625 Hz lấy mẫu 1 lần/mỗi 16 vòng quay của bánh xe. Ta thực hiện việc ấy bằng cách dùng hai bánh xe giao hoán phụ. Tám kênh 1250 Hz được giao hoán nhau nhờ một bánh xe 8 khe, với nhịp 1250 vòng/sec. Cứ mỗi 0,1 ms, một trong các kênh được nối vào một khe của bánh xe chính. Tương tự, 16 kênh 625 Hz được giao hoán nhờ bánh xe 16 khe , quay 625 vòng/sec.



Hình 6.22: Siêu giao hoán

## BIẾN ĐIỆU ĐỘ RỘNG XUNG PWM: (Pluse Width Modulation).

Như trường hợp của PAM, ta lại bắt đầu với một sóng mang là một chuỗi xung tuần hoàn. Hình 6.23, chỉ một sóng mang chưa biến điệu, một tín hiệu chứa tin s(t) và sóng biến điệu PWM. Độ rộng của mỗi xung biến điệu thay đổi tuỳ theo trị mẫu tức thời của s(t). Trị mẫu lớn hơn sẽ làm độ rộng xung biến điệu rộng hơn. Vì độ rộng xung thay đổi, nên năng lượng của sóng cũng thay đổi. Vậy khi biên độ tín hiệu tăng, công suất truyền cũng tăng.



Hình 6.23: Biến điệu PWM

Cũng như trong trường hợp FM, PWM là một phép biến điệu phi tuyến. Xem một thí dụ đơn giản để minh chứng điều đó. Giả sử tín hiệu chứa tin là một hằng, s(t) = 1. Sóng PWM sẽ gồm những xung có độ rộng bằng nhau, vì mỗi trị mẫu thì bằng với mỗi trị mẫu khác. Bây giờ nếu ta truyền s(t) = 2 theo PWM, thì ta lại có một chuỗi xung có độ rộng bằng nhau, nhưng độ rộng của chúng lớn hơn khi truyền s(t) = 1. Nguyên lý tuyến tính sẽ cho kết quả là độ rộng xung của trường hợp sau gấp đôi trường hợp trước. Nhưng ở đây không phải như vậy, như hình 6.24.



Hình 6.24: PWM là phép biến điệu phi tuyến.

Nếu ta giả sử tín hiệu s(t) biến đổi chậm ( lấy mẫu với nhịp nhanh hơn so với nhịp Nyquist ) thì các xung lân cận sẽ có độ rộng hầu như bằng nhau. Với giả thiết này, có thể phân giải xấp xĩ cho sóng biến điệu, theo chuỗi Fourier. Mỗi số hạng của chuỗi là một sóng FM, thay vì là một sóng sin thuần tuý.

Ta sẽ trình bày một dạng của khối biến điệu và một dạng của khối hoàn điệu cho PWM. Trong cả hai, ta đều dùng sóng răng cưa để chuyển đổi giữa thời gian và biên độ. Điều này tương tự như cách thức cho FM, ở đó ta thấy rằng cách dễ nhất để biến điệu một tín hiệu là trước tiên đổi nó thành AM. Tín hiệu răng cưa được dùng vẽ ở hình 6.25.



Hình 6.25

Cách xử lý được diễn tả ở hình 6.26.

Hình 6.26a chỉ khối biến điệu và hình 6.26b, chỉ những dạng sóng tiêu biểu.



Hình 6.26: Khối biến điệu PWM.

Trước tiên tín hiệu s(t) được lấy mẫu và giữ để có s1(t).

Tín hiệu răng cưa bị dời xuống 1 đơn vị tạo nên s2(t). Tổng của s1(t) và s2(t) tạo nên s3(t) và vào mạch so sánh. Những khoảng thời gian mà s3(t) dương là những khoảng mà ở đó độ rộng tỷ lệ với trị giá mẫu gốc. Output của mạch so sánh là 1 khi s3(t) dương và là 0 khi s3(t) âm. Kết quả là s4(t), là một sóng PWM. Độ rộng xung có thể được hiệu chỉnh bằng cách tăng giảm s(t). Trong hình vẽ, ta giả sử rằng bình thường s(t) nằm giữa 0 và 1.

Sự hoàn điệu được thực hiện bằng cách tích phân sóng PWM trong mỗi khoảng thời gian. Vì chiều cao của xung thì không đổi, tích phân tỷ lệ với độ rộng xung. Nếu output của tích phân được lấy mẫu và giữ tại trị giá cuối của nó, kết quả sẽ là một sóng PAM.

## BIẾN ĐIỆU VỊ TRÍ XUNG -PPM (Pulse Position Modulation).

PPM có lợi hơn PWM về mặt triệt nhiễu và cũng không có vấn đề công suất thay đổi theo biên độ tín hiệu.

Một tín hiệu chứa tin s(t) và sóng PPM tương ứng vẽ ở hình 6.27.



Hình 6.27: PPM

Ta thấy nếu trị giá mẫu lớn hơn sẽ có xung tương ứng dời xa hơn (so với vị trí không biến điệu của nó).

* Một sóng PPM có thể được suy từ một sóng PWM. Sự liên hệ giữa chúng là, trong khi vị trí của xung thay đổi trong PPM thì sườn khiển của xung thay đổi trong PWM. Giả sử ta dò mỗi sườn khiển của PWM, ( lấy đạo hàm và xem những xung âm ). Bây giờ nếu ta đặt một xung có độ rộng không đổi tại mỗi điểm này, kết quả là sóng PPM. Điều này được vẽ ở hình 6.28.

Rõ ràng, cả PWM và PPM đều rất phức tạp so với PAM. Chúng phức tạp hơn và còn có những tính chất khác. Trong các hệ TDM, ta phải bảo đảm

rằng các xung mẫu lân cận không được phủ nhau. Nếu các xung dời tự do hoặc rộng hơn ( như trong PPM và PWM ), ta không thể chen vào một cách đơn giản các xung khác trong không gian mà tin chắc rằng không có sự tác động qua lại sẽ xãy ra. Khoảng cách đủ cần thiết phải được giữ để có thể truyền các trị mẫu lớn nhất. Điều này làm giảm số kênh khi Multiplex.



Hình 6.28: Đổi PWM thành PPM

Các hệ tuyến tính
+ ĐẠI CƯƠNG. + HÀM HỆ THỐNG. + HÀM CHUYỂN PHỨC: (COMPLEX TRANSFER FUNTION). + CÁC MẠCH LỌC. + CÁC LỌC THỰC TẾ. + CÁC LỌC TÁC ĐỘNG. + TÍCH CỦA THỜI GIAN VÀ KHỔ BĂNG. + CÔNG SUẤT VÀ NĂNG LƯỢNG. + PHÂN TÍCH PHỔ.

ĐẠI CƯƠNG:

Một hệ thống là một tập hợp những định luật liên kết một hàm thời gian ở ngỏ ra với mỗi hàm thời gian ơ ngỏ vào.

Sơ đồ khối biểu diễn một hệ thống vẽ ở hình 3. 1.

r(t)s(t)

Hình 3.1

- Input hay nguồn tin r(t).

- Output hay đáp ứng của nguồn tin s(t).

Cấu trúc vật lý thực tế của hệ xác định hệ thức chính xác giữa r(t) và s(t). Sự liên hệ giữa Input và Ouput được dùng ký hiệu là mũi tên một chiều.
[missing_resource: graphics1.wmf]

Nếu hệ là một mạch điện, r(t) có thể là điện thế hoặc dòng điện và s(t) có thể là điện thế hoặc dòng điện được đo bất kỳ nơi đâu trong mạch.

1. Một hệ được nói là Chồng chất ( Superposition ) nếu đáp ứng do tổng các tín hiệu vào là tổng của các đáp ứng riêng tương ứng. Nghĩa là, nếu s1(t) là đáp ứng của r1(t) và s2(t) là đáp ứng của r2(t) thì đáp ứng của r1(t) + r2(t) là s1(t) + s2(t).

Nếu
[missing_resource: graphics2.wmf]
[missing_resource: graphics3.wmf]

Thì:
[missing_resource: graphics4.wmf]

(3.1)

Một khái niệm liên quan đến tính chồng chất là sự tuyến tính. Giả sử r1(t)   s1(t) và r2(t)   s2(t). Hệ thống được nói là tuyến tính nếu hệ thức sau đây được giữ đúng với mọi trị giá của các hằng a và b:
[missing_resource: graphics5.wmf]

(3.2)

Một hệ thống được nói là “ Không đổi theo thời gian “ ( Time invariant ) nếu đáp ứng của một tín hiệu vào không phụ thuộc vào thời điểm mà tín hiệu đó tác động lên hệ.

Một thời trễ ( Time shift ) trong tín hiệu vào sẽ gây ra một thời trễ bằng như vậy trong đáp ứng của nó :

Nếu
[missing_resource: graphics6.wmf]

Thì
[missing_resource: graphics7.wmf]

,với mọi t0 thực.

Một điều kiện đủ cho một mạch điện không đổi theo thời gian là các thành phần của nó có trị giá không đổi với thời gian ( giả sử các điều kiện đầu không đổi ). Đó là điện trở, tụ và cuộn cảm.

## Hàm hệ thống

Để đặc trưng hóa một hệ thống tuyến tính không đổi theo thời gian, ta có thể dùng một phương pháp rất đơn giản. Thay vì cần biết đáp ứng của mỗi tín hiệu vào, ta chỉ cần biết đáp ứng của một tín hiệu thử (test input) mà thôi. Tín hiệu thử là xung lực. Xem phép chồng:

r(t) = r(t) x    (t)

=
[missing_resource: graphics8.wmf]

(3.3)

Ta xem tích phân là trường hợp giới hạn của một tổng:

[missing_resource: graphics9.wmf]

(3.4)

Phương trình (3.4) biểu diễn tổng trọng lượng của xung lực bị trễ. Như vậy, tín hiệu ra là một tổng các đáp ứng ra bị trễ của một xung lực duy nhất.

Giả sử, ta biết đáp ứng ra của mạch do một xung lực duy nhất gây ra và ký hiệu đó là h(t) (đáp ứng xung lực).

Vậy đáp ứng do tín hiệu vào của phương trình (3.4) là:

[missing_resource: graphics10.wmf]

(3.5)

Nếu lấy giới hạn, nó trở thành tích phân:

[missing_resource: graphics11.wmf]

s(t) = r(t) x h(t)(3.6)

Phương trình (3.6) chứng tỏ rằng đáp ứng của bất kỳ tín hiệu vào nào cũng có thể tìm được bằng cách chồng nó với đáp ứng xung lực của hệ thống.

Ảnh Fourier của xung lực là 1. Vậy một cách trực giác, ta thấy  (t) chứa tất cả mọi tần số. Vì thế xung lực thường được xem như là một tín hiệu thử (Test Signal) cho hệ thống. Cho một xung lực ở ngỏ vào hệ thống, ngỏ ra ta có đáp ứng h(t). Căn cứ trên h(t), ta có thể xác định được những đặt trưng của hệ.

 (t)h(t)

Hình 3.2: Đáp ứng xung lực

Ta không thể tạo được một xung lực lý tưởng trong thực tế mà chỉ có thể xem nó xấp xỉ với một xung có biên độ thật lớn và rất hẹp.

Lấy biến đổi F phương trình (3.6) :

S(f) = R(f) H(f) (3.7)

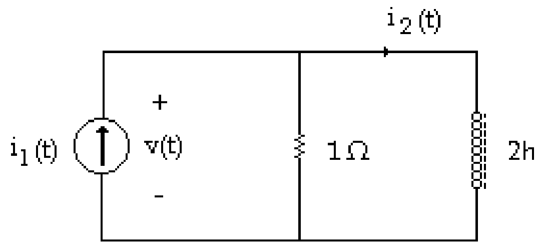
$H(f) = \frac{S(f)}{R(f)}$Hoặc(3.8)

H(f) là hàm chuyển hoặc hàm hệ thống.

## HÀM CHUYỂN PHỨC: (complex transfer funtion)

Hàm chuyển phức của một hệ là tỉ số phasor ở ngỏ ra và phasor ở ngỏ vào. Phasor là một số phức biểu diễn biên độ và pha của hàm sin. Tỉ số các phasor là một hàm phức của tần số. Trong trường hợp đặt biệt, ngõ vào là dòng điện và ngõ ra là điện thế, thì hàm chuyển phức là một tổng trở phức (complex impedance).

Td: Xem Hình 3.3. Trong đó, i1 (t) là ngõ vào và v(t) là ngõ ra.




Hình 3.3

Hàm chuyển cho bởi:
[missing_resource: graphics13.wmf]

(3.9)

Nếu i2 (t) là Output, hàm chuyển là :
[missing_resource: graphics14.wmf]

(3.10)

Ta đã dùng cùng ký hiệu H(f) để chỉ hàm chuyển phức của hệ và đó cũng chính là ảnh Fourier của đáp ứng xung lực.

H(f)=F[h(t)]

## Các mạch lọc:

Các mạch lọc dùng để làm giảm thành phần tần số không mong muốn khỏi một sóng.

Nhiều hệ thống thông tin có chứa các mạch lọc lý tưởng không làm méo tín hiệu.

Một tín hiệu bị méo (distorted) khi dạng sóng cơ bản của nó bị biến dạng - Lưu ý là r(t) có thể được nhân bởi một hằng và bị dời (thời gian) mà không làm thay đổi dạng sóng cơ bản, trường hợp này không xem là tín hiệu bị méo.

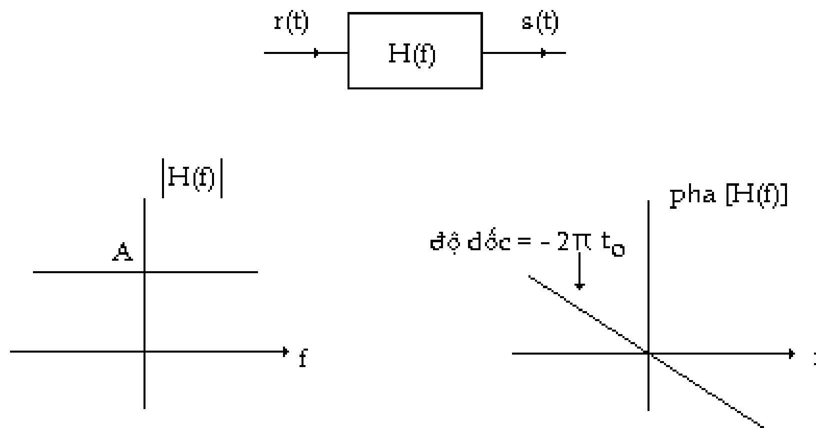
Xem A.r (t - t0) là một phiên bản của r(t) - Trong đó A và t0 là những hằng thực bất kỳ. A không thể bằng zero.

F  Ar (t - t0)  Ae- j2 f to R(f)(3.11)

Ta xem đó như là Output của một hệ tuyến tính với input là r(t) và hàm hệ thống

H(f) = Ae- j2 f to(3.12)

H(f) là hàm phức, được vẽ ở Hình 3.4 (xuất và pha).




Hình 3.4: Những đặc tính của một hệ không méo.

**Lọc hạ thông lý tưởng.**

Một lọc hạ thông lý tưởng là một hệ tuyến tính, tác động giống như một lọc lý tưởng không méo. Những thành phần tần số lớn hơn tần số cắt của lọc đều bị chặn, không xuất hiện ở ngỏ ra. Tần số cắt là tần số cao nhất được đi qua mạch lọc, Ký hiệu là fm.

Hàm hệ thống là:

[missing_resource: graphics16.wmf]

Hàm chuyển của mạch hạ thông lý tưởng được vẽ ở Hình 3.5. Nhớ là, vì h(t) thì thực, nên suất của H(f) thì chẵn và pha thì lẻ. (Hình 3.4)

[missing_resource: .wmf]

Afm-fm-fmfm

[missing_resource: .wmf]

Hình 3.5: Đặc tính của lọc hạ thông lý tưởng.

Đáp ứng xung` lực của lọc hạ thông lý tưởng có được bằng cách tính biến đổi F ngược.
[missing_resource: graphics17.wmf]

(3.13)
[missing_resource: graphics18.wmf]

fm

[missing_resource: graphics19.png]

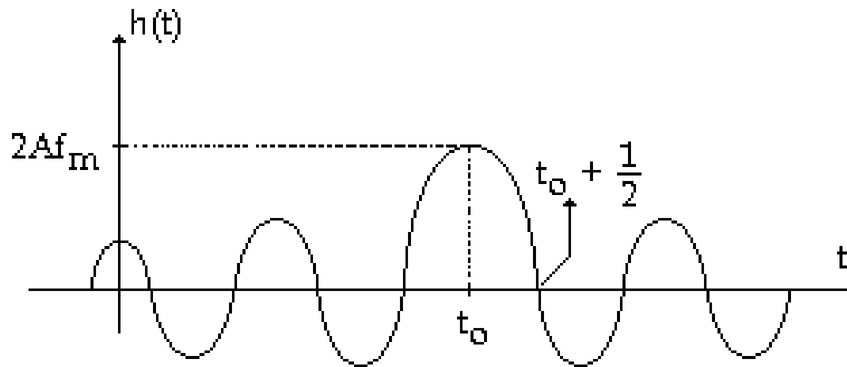
Hình 3.6: Đáp ứng xung lực của hạ thông lý tưởng.

**Lọc dãy thông lý tưởng:**

Lọc dãy thông lý tưởng cho qua những tần số giữa hai tần số khác không, fL và fH. Nó tác động như một hệ không méo lý tưởng, tín hiệu ra không

chứa những thành phần tần số nằm ngoài dãy thông lọc. Hàm hệ thống của nó:
[missing_resource: graphics20.wmf]

(3.14)




Hình 3.7: Hàm hệ thống của lọc dãy thông lý tưởng.

[missing_resource: .png]

fH fL-fH -fL

[missing_resource: .wmf]

[missing_resource: .wmf]

Đáp ứng xung lực của lọc, có thể tính bằng cách F -1 của H(f). (Khai triển từ đáp ứng xung lực của lọc hạ thông và dùng định lý dời tần). Hàm hệ thống có thể viết :
[missing_resource: graphics22.wmf]

(3.15)

Hình 3.8: Đặc tính của lọc dãy và hạ thông.

Nếu ta định nghĩa điểm giữa (midpoint) của dãy thông (trung bình của fL và fH) là fav :

[missing_resource: graphics23.wmf]

Đáp ứng xung lực cho bởi:

h(t) = hLP(t)ej2 favt + hLP(t) e-j2 favt

= 2hLP(t)cos2 favt= 2hLP(t)cos[  (fL + fH)t ](3.16)

Từ pt (3.13) ta có :
[missing_resource: graphics24.wmf]

(3.17)

Kết hợp (3.16) và (3.17) thêm vào tính chất dời thời gian, ta tìm được đáp ứng xung lực của dãy thông lý tưởng:
[missing_resource: graphics25.wmf]

(3.18)

[missing_resource: graphics26.png]

Hình 3.9: Đáp ứng của lọc dãy thông lý tưởng

Dạng sóng của đáp ứng xung lực tương tự như của lọc hạ thông. Khi 2 tần số giới hạn trở nên lớn so với hiệu số giữa chúng, đáp ứng xung lực giống đường chấm chấm (đáp ứng xung lực của lọc hạ thông và ảnh qua gương của nó ). Điều đó xảy ra khi tần số của dãy lọc lớn hơn so với bề

rộng của dãy thông. Nhận xét này có ý nghĩa khi ta khảo sát về sự biến điệu AM.

**Sự méo dạng:**

Méo tuyến tính có thể gây ra những vấn đề trong các hệ thống truyền xung hoặc trong thông tin số. Sự méo này được đặc trưng bởi thời gian lan tỏa (spreading) do hiệu ứng nhiều đường hoặc do đặc tính của kênh.

H(f) = A(f)e-j  (f) (3.19)

A(f): Thừa số biên độ ;  (f): Thừa số pha.

Sự méo dạng sinh ra từ hai thừa số phụ thuộc tần số ở phương trình (3.19). Nếu A(f) không là hằng, ta có sự méo biên độ. Nếu  (f) không tuyến tính với f, ta có sự méo pha.

- Méo biên độ.

Trước hết Giả sử  (f) tuyến tính với f.

Hàm chuyển có dạng:

H(f) = A(f)e-j2  fto (3.20)

Trong đó hằng số tỉ lệ của pha là t0 , vì nó biểu diễn cho thời trễ của kênh.

Một cách tổng quát để phân tích biểu thức này với sự biến thiên của biên độ là khai triển A(f) thành chuỗi Fonrier.
[missing_resource: graphics27.wmf]

(3.21)

Các hạng của tổng có dạng
[missing_resource: graphics28.wmf]

(3.22)

Chúng ta có thể liên kết với lọc Cosine, mà đặc tuyến biên độ cho sóng Cosine trong dãy thông như hình 3.10 (với n = 2).

[missing_resource: graphics29.png]

Hình 3.10: Lọc cosine

Hàm hệ thống của lọc này là:

[missing_resource: graphics30.wmf]
[missing_resource: graphics31.wmf]

Nếu input là r(t) vào lọc cosine bị giới hạn bởi băng tần thì Output là:
[missing_resource: graphics32.wmf]

(3.23)

Phương trình (3.23) cho thấy đáp ứng có dạng của một phiên bản không méo của input cộng thêm 2 phiên bản bị dời thời gian (time - shifted) ( tiếng vang / đa lộ ) echoes/multipaths.

Trở lại trường hợp lọc tổng quát, ta thấy Output của một hệ với sự méo biên độ là một tổng các input bị trễ.

Vậy với:
[missing_resource: graphics33.wmf]

(3.24)

Thì Output do một input r(t) là :
[missing_resource: graphics34.wmf]

(3.25)

Thí dụ:

Xem lọc có đặc tính tam giác như Hình 3.11. Giả sử pha thì tuyến tính, với độ dốc -2  t0. Tìm Output của mạch này khi input là
[missing_resource: graphics35.wmf]

[missing_resource: graphics36.png]

Hình 3.11

Giải :

Khai triển H(f) thành chuỗi F
[missing_resource: graphics37.wmf]

r(t) bị giới hạn trong khoảng sao cho tất cả tần số đều qua mạch lọc. Điều này đúng vì R(f) = 0 tại các tần số trên 200/2   và mạch lọc cắt tại f = 1000/  . Nếu ta giữ 3 số hạng khác không đầu tiên thì Output sẽ là:s(t) = r(t) * h(t).

[missing_resource: graphics38.wmf]

[missing_resource: graphics39.wmf]

Kết quả này được vẽ như hình 3.12 với to = 0,05 sec.

Những đỉnh đánh dấu X là những đỉnh không méo của s(t).

[missing_resource: .png]

Hình 3.12

- Méo pha :

Sự thay đổi pha từ trường hợp không méo (pha tuyến tính) có thể được đặc trưng bằng sự thay đổi độ dốc của đặc tuyến pha và đặc tuyến của một đường từ gốc đến một điểm trên đường cong đặc tuyến.

Ta định nghĩa Trễ nhóm (Group delay hay trễ bao hình) và trễ pha (Phase delay) như sau:

tgr (f)
[missing_resource: graphics40.png][missing_resource: graphics41.wmf]

tph (f)
[missing_resource: graphics42.png][missing_resource: graphics43.wmf]

(3.26)

[missing_resource: graphics44.png]

Hình 3.13 : Trễ nhóm và trễ pha.

* Đối với một kênh Không méo lý tưởng, đặc tuyến pha là một đường thẳng. Vậy trễ nhóm và trễ pha đều không đổi với mọi f. Thật vậy, cả hai sẽ bằng với thời trễ t0 của tín hiệu vào.

## Các lọc thực tế:

Bây giờ ta trình bày những mạch thực tế, xấp xỉ với các lọc dãy thông và hạ thông lý tưởng. Giả sử rằng H(f) tiến đến hàm hệ thống của một lọc lý tưởng - Một sự thay đổi nhỏ của H(f) có thể đưa đến một sự thay đổi tương đối lớn của H(t). Ta có thể khảo sát những hậu quả của sự thay đổi từ tính chất biên độ không đổi hoặc từ tính chất tuyến tính của pha của hàm hệ thống của lọc lý tưởng.

**Lọc hạ thông:**

Mạch thụ động đơn giản nhất xấp xỉ với một lọc hạ thông là mạch chỉ chứa một thành phần tích trữ năng lượng. Thí dụ mạch RC như Hình 3.13 . Điều này đúng, vì khi tần số tăng, tụ xem như bị nối tắt.

[missing_resource: .png]

i(t)Hình 3.13: Lọc hạ thông RC

Hàm chuyển:
[missing_resource: graphics45.wmf]

(3.27)

Suất và pha:
[missing_resource: graphics46.wmf]

(f) = - tan-1 (2 fRC)
[missing_resource: graphics47.wmf]

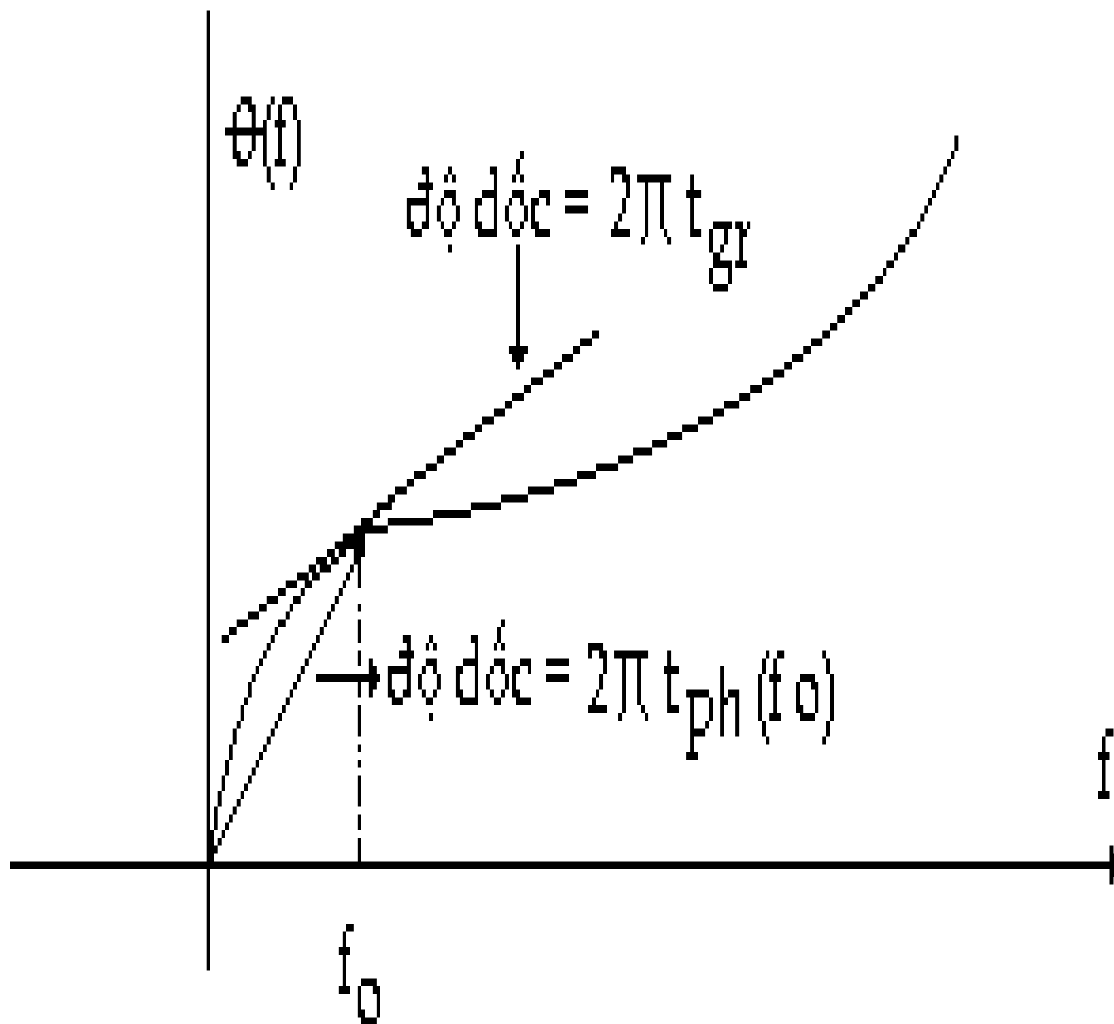
Nếu đặt RC =
[missing_resource: graphics48.wmf]

, suất của hàm chuyển giảm đến
[missing_resource: graphics49.wmf]

tại tần số 1 Hz. Ta gọi đó là tần số cắt 3 db của lọc.

Hình 3. 14 chỉ suất và pha của mạch RC, so sánh với đường cong độ lợi của một lọc hạ thông lý tưởng có tần số cắt 1Hz.

(3.28)




Hình 3.14: Các đặc tuyến của lọc RC

Ta xem đáp ứng xung lực của 2 hệ thống.

- Đối với lọc hạ thông lý tưởng:
[missing_resource: graphics51.wmf]

(3.28)

- Đối với mạch RC, với RC = 2 :

h(t) = e - 2  t(3.29)

***SORRY, THIS MEDIA TYPE IS NOT SUPPORTED.*** Hai đáp ứng này vẽ ở Hình 3.15. Ở đây, ta đã chọn tùy ý thời trễ của mạch hạ thông lý tưởng là 10 sec để hình vẽ dễ phân biệt.

Hình 3.15: So sánh các đáp ứng xung lực.

Bây giờ hãy xem sóng vuông vào hai mạch lọc. Ta dùng một sóng vuông có tần số cơ bản là 1/4Hz (bằng cách dùng số hạng đầu tiên khác zero của chuỗi Fourier), hình 3.16a.

Lọc hạ thông lý tưởng với tần số cắt 1Hz chỉ cho qua hai số hạng đầu tiên khác Zero (đó là, tần số 1/4Hz và 3/4Hz). Trong khi đó, mạch RC (với sự giảm 3dB ở 1 Hz)làm méo đáng kể các thành phần này (Hình 3.16b). Không chỉ thế, nó còn thu nhận năng lượng tín hiệu tại tần số cắt.

[missing_resource: graphics52.png]

Hình 3.16: So sánh đáp ứng của sóng vuông với 2 lọc.

Có một vài loại mạch xấp xỉ với lọc hạ thông lý tưởng. Mỗi loại biểu lộ những tính chất riêng.

1. Lọc Butteworts làm mất sóng dư trong dãy tần số đi qua và làm giảm các tần số không mong muốn ngoài dãy này. Nó được xem là loại lọc làm phẳng tối đa.
2. Lọc Chebyshev giảm các tần số không mong muốn hiệu quả hơn lọc Butteworts, nhưng làm phẳng sóng dư kém hơn.
3. Các lọc cổ điển quan trọng khác gồm lọc Bessel, Papoulis, Gauss.

Ta chú ý đến lọc Butteworts:

Biên độ của lọc hạ thông lý tưởng có thể tính xấp xỉ bởi hàm:

[missing_resource: graphics53.wmf]

(3.30)

Hàm này được vẽ, với vài trị giá của n, như hình 3.17. Ta chỉ vẽ nữa dương của trục f, vì hàm chẳn. Chọn fm =
[missing_resource: graphics54.wmf]

cho hình vẽ. (Khi thiết kế có thể chọn bất kỳ tần số cắt nào). Nhớ là khi n chọn lớn, đặc tuyến Butteworts sẽ tiến đến đặc tuyến của lọc hạ thông lý tưởng.

Nếu h(t) thực (Vì là hệ thống vật lý ), phần thực của H(f) chẳn, trong khi phần ảo lẽ. Vậy :

H(f) = H * (-f )(3.31)

và  H (f)  2 = H(f)H*(f)(3.32)

[missing_resource: .png]

fm=1/2  Từ đó, kết hợp với phương trình (3.30), đủ để thiết kế các lọc Butteworts.

Hình 3.17: Hàm độ lợi Butteworts

Tương đương. Thiết kế một lọc Butteworts cấp 3 (n = 3) với tần số cắt fm =
[missing_resource: graphics55.wmf]

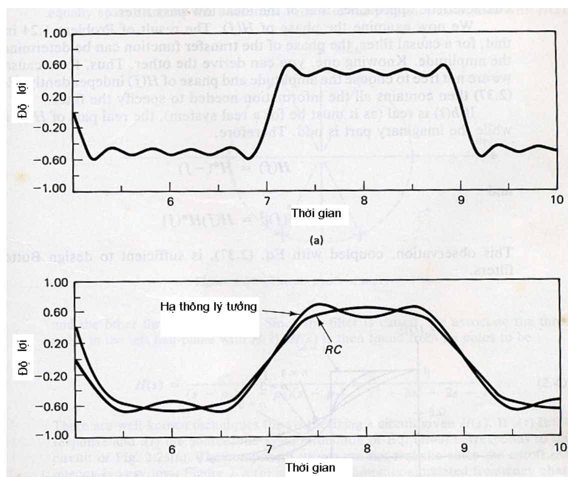
Giải:

Từ phương trình (3.30) ta có:
[missing_resource: graphics56.wmf]

Đổi nó về biến đổi laplace bằng cách đặt s = j2 f. Quan sát vị trí tương đối của các lực và zero của hàm:
[missing_resource: graphics57.wmf]

Các lực của H(s) 2 là 6 nghiệm đơn vị. Chúng cách điều nhau quanh vòng tròn đơn vị. Ba cực kết hợp với H(S) ba nữa mặt phẳng trái. Ba cực kia với H(-S). Vậy H(S) được tính từ các lực của nó:
[missing_resource: graphics58.wmf]

(3.33)




Hình 3.18: 6 nghiệm

Nếu v (t) là đáp ứng và i(t) là nguồn, hàm hệ thống của phương trình (3.33) tương ứng với mạch của hình hình 3.19a.

[missing_resource: .png]

[missing_resource: graphics60.wmf]

(b)

Hình 3.19: Lọc Butteworts cấp 3

Những mạch lọc cấp cao hơn sẽ được làm đầy đủ bằng cách dùng thêm mắt lọc. Linh kiện thêm vào là cuộn cảm nối tiếp, tụ song song.

**Lọc dãy thông**

Mạch thụ động đơn giản nhất xấp xỉ với một lọc dãy thông lý tưởng là mạch chứa hai thành phần tích trữ năng lượng.

Tương đương như mạch RLC vẽ ở hình 3.20:

[missing_resource: graphics61.png]

Hình 3.20: Lọc dãy thông RLC

Nếu output lấy ngay qua LC đấu song song, thì mạch trên xấp xỉ với một lọc dãy thông. Điều này đúng, vì khi tần số tiến đến zero, cuộn cảm xem như bị nối tắt. Và khi tần số tiến đến , tụ xem như bị nối tắt. Như vậy đáp ứng của mạch tiến đến 0 ở cả hai đầu và cực đại ở giữa.
[missing_resource: graphics62.wmf]

(3.34)

Suất:
[missing_resource: graphics63.wmf]

Suất cực đại tại 2 f =
[missing_resource: graphics64.wmf]

. Điều này được xem như là tần số cộng hưởng lý tưởng của lọc.

Hình 3.21 chỉ đặc tính của mạch RLC. Ở đó, ta chọn R= L= C= 1.

[missing_resource: graphics65.png]

Hình 3.21: Các đặc tính của lọc RLC

Đáp ứng xung lực của mạch RLC được cho bởi biến đổi ngược F - 1

h(t) = 1,15 e-t/2 sin (1,15t)

Nó được so sánh với đáp ứng xung lực của lọc dãy thông lý tưởng (phương trình (3.18))
[missing_resource: graphics66.wmf]

[missing_resource: .png]

Hình 3.22 : So sánh những đáp ứng xung lực.

Hình 3.22 cho thấy đáp ứng xung lực của mạch RLC và của mạch dãy thông lý tưởng. Ta chọn fH = 0,1Hz và fL = 0,25Hz là các điểm 3db nhớ là hệ số Q của mạch RLC thì rất thấp vì tỉ số của độ rộng kênh và tần số giữa gần bằng 1.

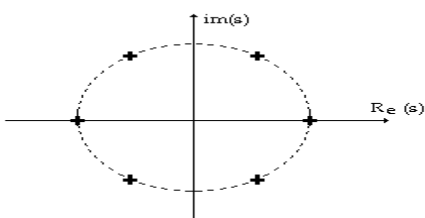
## Các lọc tác động

Ở phần trên ta đã khảo sát vài mạch lọc thực tế đơn giản dùng cuộn cảm, tụ và điện trở. Những mạch lọc như vậy gọi là lọc thụ động, vì tất cả các thành phần ấy hoặc hấp thu hoặc tích trữ năng lượng.

Một mạch lọc gọi là tác động nếu nó chứa các thành phần còn lại của một mạch. Lọc tác động không hấp thu năng lượng tín hiệu mong muốn, như các lọc thụ động. Chúng có nhiều khả năng được thiết kế đơn giản và các hàm chuyển có thể thực hiện được (Trong khi các lọc thụ động, trong vài áp dụng, thí dụ lọc audio, cần đến rất nhiều cuộn cảm và tụ ).

Bộ phận cơ bản xây dựng các lọc tác động là op.amp. Các tính chất của op.amp, việc phân tích và thiết kế các lọc tác động là phần rất quan trọng

của điện tử học. Nhưng ở đây ta sẽ không lặp lại. Chỉ giới thiệu hai loại lọc tác động tiêu biểu.

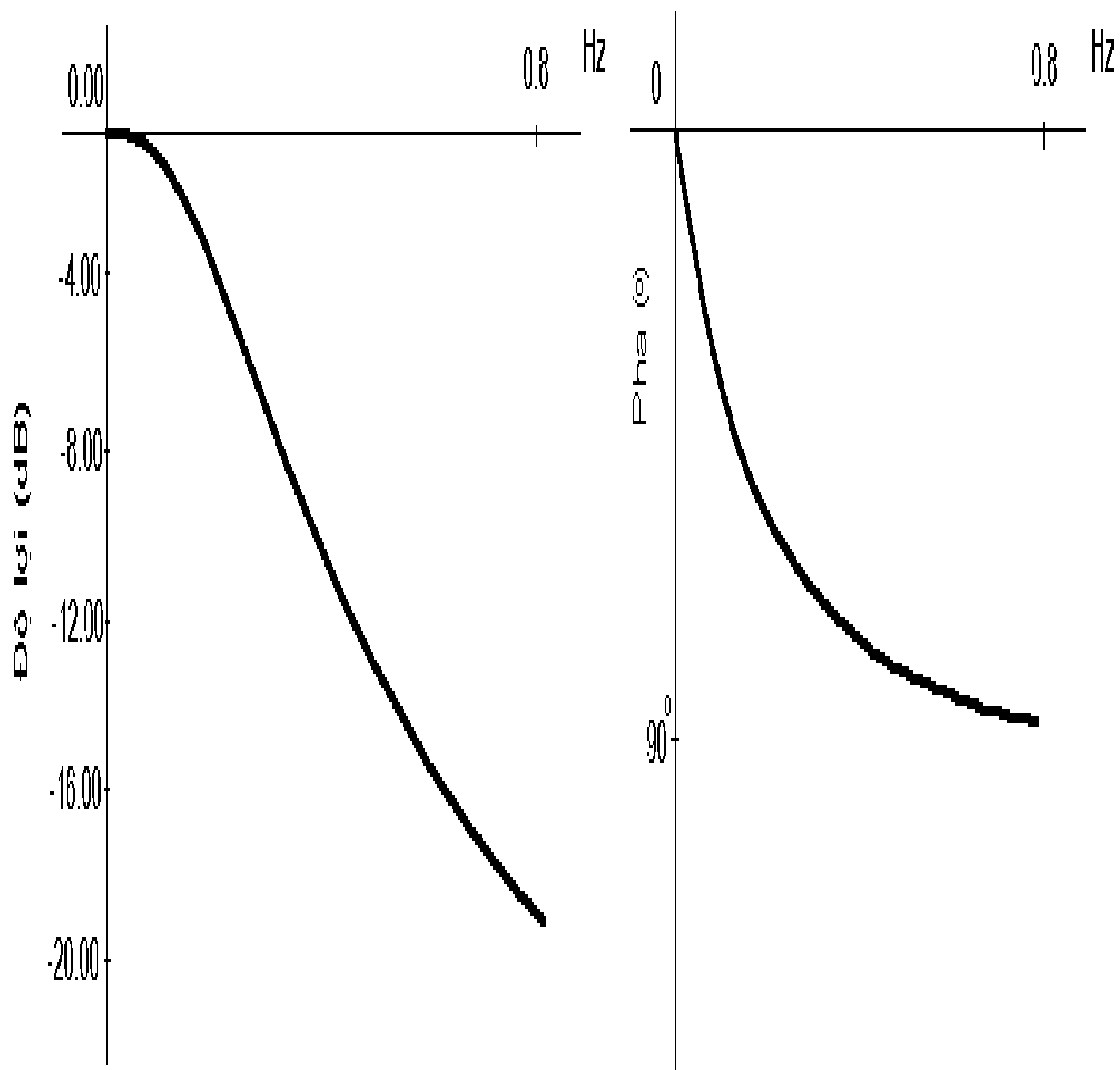



Hình 3.23: Op.amp với hồi tiếp

Zin : Tổng trở vào

Zf : Tổng trở hồi tiếp.

Hai hình, hình 3.24 và hình 3.25 biểu diễn lọc hạ thông tác động và lọc dãy thông tác động dùng op.amp.




Hình 3.24: Lọc hạ thông tác động

[missing_resource: graphics69.png]

Hình 3.25: Lọc dãy thông tác động

## Tích của thời gian và khổ băng .

Vấn đề cần lưu tâm trong việc thiết kế một hệ thông tin là khổ băng (band width, độ rộng băng ) của hệ thống. Khổ băng là khoảng tần số của hệ có khả năng hoạt động.

Khổ băng có liên quan đến biến đổi f của hàm thời gian. Nó không thể xác định trực tiếp từ các số hạng của hàm, trừ khi ta dùng các biểu thức trực quan về sự thay đổi trị giá của hàm nhanh đến mức nào.

Những đại lượng vật lý quan trọng trong việc thiết kế hệ thông tin bao gồm thể tối thiểu của một xung và thời gian tối thiểu mà trong đó output của hệ có thể nhảy từ một mức này đến một mức khác. Ta sẽ chứng tỏ 2 đại lượng này có liên quan đến khổ băng.

Bắt đầu từ một ví dụ và rồi tổng quát hóa kết quả.

Đáp ứng xung lực của một lọc hạ thông lý tưởng:
[missing_resource: graphics70.wmf]

(3.35)

[missing_resource: .png]

h(t)

Hình 3.26: Đặc tính của lọc hạ thông lý tưởng.

Có hai nhận xét:

1- Bề rộng của vành lớn nhất của h(t) là 1/fm. Vậy nó tỉ lệ nghịch với khổ băng của tín hiệu. Thực vậy, vì khổ băng (Hiệu của tần số cao nhất và thấp nhất ) là fm , nên tích của độ rộng xung với khổ băng là 1.

2 - Vì hàm nấc là tích phân của xung lực, nên đáp ứng của hàm nấc là tích phân của đáp ứng xung lực. Đáp ứng hàm nấc vẽ ở hình 3.27.

Ta thấy rằng thời gian tăng (rise time) của đáp ứng này thì tỷ lệ nghịch với khổ băng của lọc. Thời gian tăng được định nghĩa là thời gian cần cho một tín hiệu đi từ trị giá đầu đến trị giá cuối dọc theo một đường dốc với hệ số góc không đổi bằng với độ dốc tối đa của hàm.

[missing_resource: graphics71.png]

Hình 3.27 : Đáp ứng nấc của lọc hạ thông.

Độ dốc tối đa của a(t) là trị tối đa của h(t) đạo hàm của nó. Trị này được cho là 2fm. Vậy thời gian tăng của đáp ứng nấc :
[missing_resource: graphics72.wmf]

(3.36).

Vì khổ băng của lọc là fm , ta thấy tr và khổ băng tỉ lệ ngược và tích của chúng là 0.5.

Mặc dù ta chỉ quan sát sự quan hệ ngược giữa thời gian tăng và khổ băng (hay độ rộng xung và khổ băng) đối với lọc hạ thông lý tưởng, nhưng điều này có thể áp dụng một cách tổng quát. Đó là, thời gian thì tỉ lệ ngược với khổ băng trong bất kỳ hệ thống nào. Tích của chúng là một hằng.

Bây giờ ta áp dụng nhận xét ấy vào trường hợp đặc biệt của khổ băng và độ rộng xung (Khổ xung - Pucse Width). Giả sử rằng một hàm thời gian và biến đổi F của nó vẽ ở hình 3.28.

Ta định nghĩa khổ xung T là chiều rộng của một hình chữ nhật mà chiều cao của nó định tại s(0), và diện tích bằng với diện tích nằm dưới đường biểu diễn xung. Nhớ rằng nó không phải là một định nghĩa đầy đủ trừ khi s(0) là cực đại của dạng sóng.

[missing_resource: graphics73.png]

Hình 3.28: Khổ xung và khổ băng.

Tương tự, ta định nghĩa khổ băng BW, bằng cách dùng một xung trong phạm vi tần số (biến đổi F ) như hình 3.28b. Ta có :

T



[missing_resource: graphics75.wmf]

BW



[missing_resource: graphics77.wmf]

(3.37)

Tích của chúng :
[missing_resource: graphics78.wmf]

(3.38)

Dùng tích phân biến đổi F để tìm:
[missing_resource: graphics79.wmf]

(3.39)

Biến đổi ngược để tìm:
[missing_resource: graphics80.wmf]

(3.40)

Thay thế (3.39), (3.40) vào (3.38) :

TBW = 1(3.41)

Tích của khổ xung và khổ băng bằng 1. Hai thông số này thì tỉ lệ ngược. Điều này rất có ý nghĩa trong hệ thông tin số, ở đó nhịp truyền bit bị giới hạn bởi khổ băng của kênh.

## Công suất và năng lượng.

Chủ đích đầu tiên của nhiều hệ thông tin là làm tăng tín hiệu đồng thời nén nhiễu. Đặc biệt hơn, ta muốn làm giảm công suất nhiễu ở ngỏ ra của hệ mà không làm giảm công suất tín hiệu: Hệ làm tăng tỷ số S/N.

Gọi Er là năng lượng của r(t):
[missing_resource: graphics81.wmf]

(3.42)

Nếu r(t) là điện thế hoặc dòng điện ngang qua điện trở 1 , Er sẽ là năng lượng tiêu tán nhiệt (W/sec).

Đối với những tín hiệu không bị giới hạn thời gian, Er thường là vô hạn. Thí dụ, r(t) là một hằng khác zero. Trong trường hợp này, ta phân chia năng lượng với thời gian trung bình, gọi là công suất trung bình Pr .

Pr

[missing_resource: graphics83.wmf]

(3.43)

Ta đã chủ tâm chuyển bình phương ra ngoài dấu trị tuyệt đối để nhấn mạnh rằng cả hai vị trí điều có cùng kết quả.

Nếu Er hữu hạn, Pr là zero và nếu Pr khác zero, Er phải vô hạn.

Người ta chia tín hiệu thành 3 nhóm dựa vào tính bị giới hạn của công xuất và năng lượng.

- Nhóm I: Pr = 0. Nhóm này chứa những tín hiệu có năng lượng hữu hạn. Phổ biến nhất là tín hiệu bị giới hạn thời gian.

- Nhóm II: 0 < Pr <   . Nhóm này chứa những tín hiệu có công xuất hữu hạn. Phổ biến nhất là tín hiệu thời gian tuần hoàn.

- Nhóm III: Pr     . Nhóm này có tính hòan chỉnh. Nhưng ta không gặp những tín hiệu có công xuất vô hạn trong thực tế. Vài tín hiệu, thú vị về mặt lý thuyết, thích nghi với nhóm này, thí dụ như đoàn xung lực tuần hoàn.

## Phân tích phổ

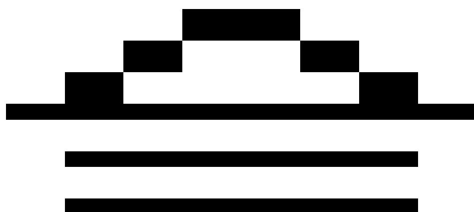
Biến đổi F không hiện hữu trong đời sống thực tế. Nó là một công cụ toán học để giúp phân tích hệ thống.

Có những giới hạn nghiêm ngặt khi ta cố gắng tìm biến đổi F của một hàm thời gian được dùng trong một hệ Analog.

Giả sử r(t) là input của một lọc hạ thông lý tưởng, có hàm chuyển H(f) như hình 3.29. Biến đổi F cho bởi:

[missing_resource: graphics84.wmf]

s(t) được cho bởi biến đổi ngược của S(f)



Hình 3.29

[missing_resource: graphics86.wmf]

(3.44)

Nếu fH rất gần với fL (lọc dãy hẹp - narrwband filter), ta giả sử rằng xấp xỉ không đổi trên toàn khoảng của tích phân. Như vậy, nếu fav là tần số giữa của dãy lọc, ta có:

s(t)   ( fH + fL )[R(fav) e j2  favt + R(-fav) e -j2  favt ](3.45)

Vì R(-fav) = R * (fav), ta có:

[missing_resource: graphics87.wmf]

(3.46)

Suất của output thì tỉ lệ với suất của biến đổi F của input tính tại fav . Pha thì bị dời bởi pha của R(fav).

Trong rất nhiều mạch phân tích phổ thực tế, lọc dãy thông được quét ngang bởi một khoảng tần số, và suất của output thay đổi xấp xỉ với  R(f)  .

Có 3 nguồn sai số (error ). Thứ nhất, trong khi lọc dãy thông thì hẹp, khổ băng của nó thì khác zero. Điều này ảnh hưởng đến độ phân giải output. Thứ hai, lọc thì không lý tưởng. Cuối cùng, khi tần số giữa lọc thay đổi với thời gian (khi nó bị quét), output không nhất thiết tiến đến trị đúng của nó (steady state). Thời gian tăng của lọc thì tỉ lệ nghịch với khổ băng của nó. Vậy, lọc càng hẹp, càng được quét chậm hơn.